

ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ВНЕШНИМ MEMS –УПРАВЛЕНИЕМ

В работе представлена математическая модель управляемой пьезорезонансной колебательной системы (ПКС), устанавливающая связь между характеристиками ПКС и параметрами её составляющих: кварцевого резонатора (КР), элемента связи и низкодобротной нагрузки. Предложен новый класс частотно-компенсированных пьезорезонансных колебательных систем (ЧКПКС) на основе систем автоматической подстройки частоты (АПЧ), обеспечивающих выбор оптимальной связи между высокодобротным КР и низкодобротной нагрузкой. Показано, что использование ЧКПКС позволяет не только минимизировать (компенсировать) влияние низкодобротных цепей на резонансную частоту и эквивалентную добротность ПКС, но и использовать напряжение разкомпенсации системы АПЧ в качестве выходного информационного параметра первичного измерительного преобразователя (ПИП) «физический параметр – частота». Рассмотрена возможность усовершенствования ЧКПКС за счёт применения в качестве элементов связи матричных MEMS-конденсаторов, позволяющих реализовать многоуровневый режим управления, при котором изменяется как напряжение управления каждого элементарного конденсатора отдельно, так и формируется переменная геометрия матричного подвижного электрода в целом.

Ключевые слова: кварцевый резонатор, добротность, первичный измерительный преобразователь, MEMS-конденсатор

A.A. TARANCHUK, S.K. PIDCHENKO, V. V. MYSHAN
Khmelnytsky National University

PIEZORESONANCE MEASURING TRANSDUCERS WITH EXTERNAL MEMS-CONTROL

Abstract: The Paper represents mathematical model of piezoresonance oscillator system (POS), which sets the connections between characteristics of POS and the parameters of its components: quartz resonator (QR), the element of connection and low-quality loading influence. The new class of frequency-compensated piezoresonance oscillator systems (FCPOS) on basis of automated frequency control AFC) is proposed, which provides the choice of optimal connection between high-quality QR and low-quality loading influence. It is demonstrated that the use of FCPOS allows not only minimize (compensate) the influence of low-quality chains onto resonance frequency and equivalent quality of POS, but also use the capacity of de-compensation the system AFC as exit information parameter of primary measuring transducers (PMT) "physical parameter- frequency". The possibility of improvement of FCPOS is considered by means using as elements of connection the matrix MEMS-capacitor, which allow to realize the multi-level control mode, under which the control tension of each elementary capacitor separately is changed, and the variable geometry of matrix movable electrode in general is formed.

Keywords: quartz resonator, q-factor, primary measuring transducer, MEMS-capacitor

Вступление

Благодаря высокой точности и универсальности, частотные измерительные преобразователи неэлектрических величин на базе управляемых пьезорезонансных колебательных систем (ПКС) находят широкое применение в измерительной технике. Примерами ПКС данного типа являются первичные измерительные преобразователи (ПИП) с частотным выходом, использующиеся для определения вязкости различных сред, влажности веществ, микровзвешивания, измерения усилий, давлений и перемещений. Характерной особенностью данных ПИП есть существенные потери эквивалентной добротности ПКС, приводящие к существенному снижению точности измерений [1-7].

Одним из методов поддержания высокой эквивалентной добротности управляемых пьезорезонансных колебательных систем, работающих в режиме низкодобротной нагрузки, является обеспечение оптимальной (минимальной) электрической связи между высокодобротными (КР) и низкодобротными (нагрузкой) элементами ПКС. Обычно, в качестве элемента связи используется электронно-управляемая ёмкость - варикап, с помощью которого устанавливается оптимальный режим работы ПИП. Недостатками такого вида управления является увеличение уровня фазовых шумов устройства, ухудшение гармонического состава сигнала за счет нелинейности элемента управления, а также существенные проблемы при микроэлектронной реализации варикапов на кристаллах высокого уровня интеграции. Большинство этих недостатков можно избежать при использовании в ПИП данного типа управляемых MEMS-конденсаторов, не вносящих дополнительных фазовых шумов и позволяющих обеспечить практически любой закон управления ПКС [8,13-15].

1. Математическая модель пьезорезонансной цепи с низкодобротной нагрузкой

Представим эквивалентную схему ПКС в виде последовательно соединённых QR , низкодобротной нагрузки $R_x C_x$ и цепи связи $R_{cc} C_{cc}$ (рис.1). Комплексное эквивалентное сопротивление данной ПКС определяется как сумма

$$z_e(j\omega) = z_{QR}(j\omega) + z_{cc}(j\omega) + z_{Load}(j\omega), \quad (1)$$

где $z_{QR}(j\omega) = \frac{(1-\delta^2) + j\omega\eta_q}{-C_0(\omega^2\eta_q + j\omega((m+1)-\delta^2))}$ – комплексное эквивалентное сопротивление КР;

$z_{cc}(j\omega) = R_{cc}(1+j\omega T_{cc})^{-1}$, $z_{Load}(j\omega) = R_x(1+j\omega T_x)^{-1}$ – комплексные эквивалентные сопротивления цепей связи и нагрузки соответственно; $\eta_q = R_q C_q$, $T_{cc} = R_{cc} C_{cc}$, $T_x = R_x C_x$ – постоянные времени;

$\delta = \omega \cdot W_q^{-1}$ – расстройка частоты ω ПКС относительно собственной резонансной частоты кварцевого резонатора $W_q = 2\pi f_q = (L_q C_q)^{-0.5}$; $m = C_q \cdot (C_0)^{-1}$ – ёмкостное соотношение.

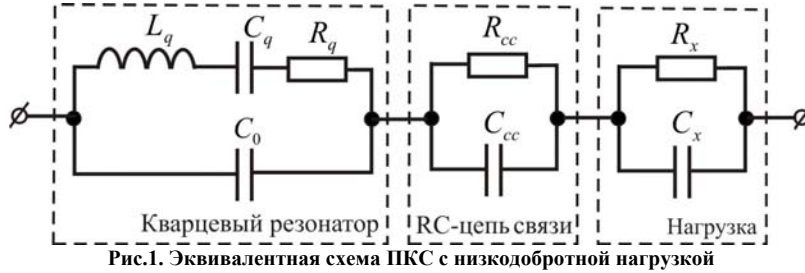


Рис.1. Эквивалентная схема ПКС с низкодобротной нагрузкой

После приведения эквивалентного сопротивления ПКС к стандартному виду и, приравняв мнимую часть (1) к нулю, получим уравнение относительно частоты ω , позволяющее определить резонансную частоту ПКС $\tilde{W}_q = 2\pi \tilde{f}_q = \omega^r$:

$$a_6 \cdot \omega^6 + a_4 \cdot \omega^4 + a_2 \cdot \omega^2 + a_0 = 0, \quad (2)$$

где $a_0 = M^2 C_0^{-1} (T_{cc} T_x W_q)^{-2} - (T_{cc}^{-2} (C_0^{-1} + M C_x^{-1}) + T_x^{-2} (C_0^{-1} + M C_{cc}^{-1}) + (C_0 T_{cc} T_x)^{-1})$;

$$a_2 = -C_0^{-1} T_{cc}^{-2} T_x^{-2} W_q^{-4} + 2(W_q^{-2} (T_{cc}^{-2} (M C_x^{-1} + (1+m/2) C_0^{-1}) + T_x^{-2} (M C_{cc}^{-1} + (1+m/2) C_0^{-1}) + 0.5(C_0 T_{cc} T_x)^{-1}) - 0.5(\eta_q^2 (C_1^{-1} T_{cc}^{-2} + C_2^{-1} T_x^{-2}) - (M^2 C_3^{-1} + M C_0^{-1})))$$

$$a_4 = -(W_q^{-4} (C_1^{-1} T_{cc}^{-2} + C_2^{-1} T_x^{-2}) - 2W_q^{-2} (M C_3^{-1} + (1+m/2) C_0^{-1}) + \eta_q^2 C_e^{-1})$$

$$a_6 = -C_e^{-1} W_q^{-4}; \quad \omega^r - \text{частота последовательного резонанса.}$$

В (2) приняты следующие обозначения: $M = m + 1$; $C_e^{-1} = C_{cc}^{-1} + C_x^{-1} + C_0^{-1}$, $C_1^{-1} = C_x^{-1} + C_0^{-1}$, $C_2^{-1} = C_{cc}^{-1} + C_0^{-1}$, $C_3^{-1} = C_{cc}^{-1} + C_x^{-1}$.

Выражения (1), (2) позволяют определить основные характеристики ПКС: эквивалентное последовательное сопротивление

$$\tilde{R}_q = ESR = \Phi(\omega) \Big|_{\omega=\omega^r}, \quad (3)$$

где $\Phi(\omega) = \frac{A(\omega) \cdot C(\omega) + B(\omega) \cdot D(\omega)}{(C(\omega))^2 + (D(\omega))^2}$; эквивалентную добротность

$$\tilde{Q} = \frac{\omega}{2} \cdot \left| \frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega^r}, \quad (4)$$

где $\left| \frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \right| = \left| \frac{A(\omega) \cdot B'_w - B(\omega) \cdot A'_w}{(A(\omega))^2 + (B(\omega))^2} - \frac{C(\omega) \cdot D'_w - D(\omega) \cdot C'_w}{(C(\omega))^2 + (D(\omega))^2} \right|$ – крутизна фазочастотной

характеристики ПКС для частоты ω ; $A'_w = \frac{dA(\omega)}{d\omega}$, $B'_w = \frac{dB(\omega)}{d\omega}$, $C'_w = \frac{dC(\omega)}{d\omega}$, $D'_w = \frac{dD(\omega)}{d\omega}$ – производные по частоте [9,10].

2. Определение параметров пьезорезонансных цепей с низкодобротной нагрузкой

Анализ пьезорезонансной колебательной системы в соответствии с (1) – (4) выполнен в среде

MatLab. При этом, поведение ПКС описывается системой следующих характеристик:

1. **Resonance** – изменение частоты последовательного резонанса $\Delta\tilde{F}_r(R_x, C_x)$ (рис. 2, а);
2. **Antiresonance** – изменение частоты параллельного резонанса $\Delta\tilde{F}_a(R_x, C_x)$ (рис. 2, б);
3. **ESR** – зависимости эквивалентного последовательного сопротивления $\tilde{R}_q(R_x, C_x)$ (рис. 3, а);
4. **Q-factor** – изменение нормированной добротности $\tilde{Q}(R_x, C_x) = \frac{Q_{Load}(R_x, C_x)}{Q_{No Load}}$ (рис. 3, б).

Расчёты проведены для типовых параметров кварцевого резонатора: динамических индуктивности $L_q = 7.96$ мГн, ёмкости $C_q = 0.0318$ пФ, сопротивления $R_q = 10$ Ом; параллельной ёмкости $C_0 = 5$ пФ; собственной резонансной частоты $f_q = 10$ МГц и добротности $Q_{No Load} = 50 \cdot 10^3$.

Анализ полученных результатов показывает, что зависимость $\Delta\tilde{F}_r(R_x, C_x)$ носит существенно нелинейный характер (рис. 2, а). При определённых значениях параметров низкодобротной нагрузки ($R_x \in [100, 1000]$ Ом, $C_x \in [10, 30]$ пФ) наблюдается экстремальная область, которая может привести к неопределённости в соответствии параметров $\tilde{f}_q(R_x, C_x) \rightarrow (R_x, C_x)$. Это необходимо учитывать при использовании ПКС данного типа в измерительных системах с частотным выходом. В тоже время, частота параллельного резонанса $\tilde{f}_a$ остаётся практически постоянной (рис. 2, б). Данный результат объясняется тем, что дополнительные цепи (связи, нагрузки) в соответствии с эквивалентной схемой, по сути, являются элементами управления частотой последовательного резонанса QR $\tilde{f}_q$ и не влияют на частоту параллельного резонанса $\tilde{f}_a$. Данную зависимость удобно использовать для поточного контроля достоверности проводимых расчётов.

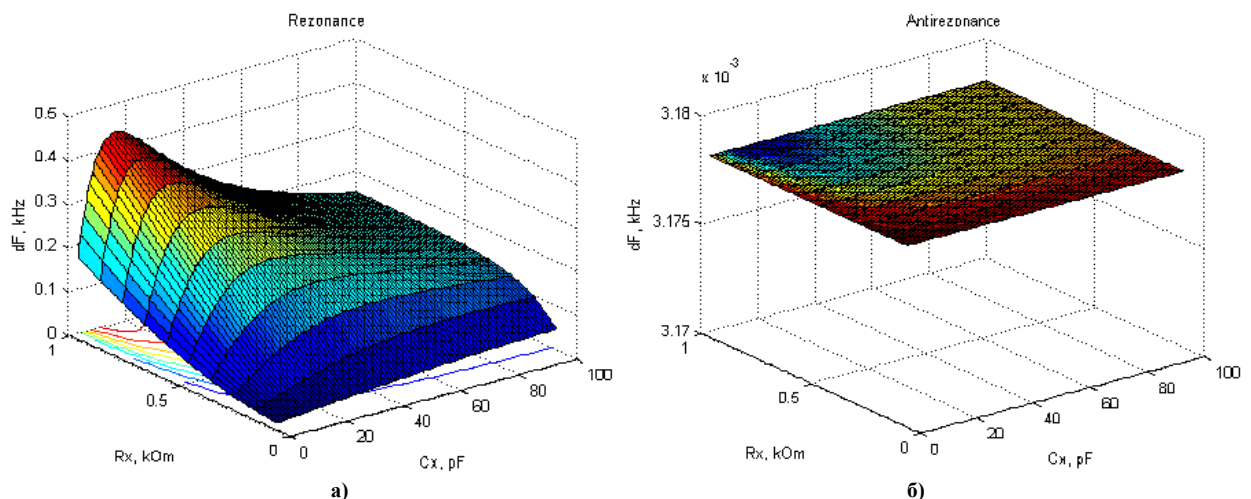


Рис. 2. Зависимости частот последовательного (а) и параллельного (б) резонансов ПКС

Присутствие последовательно подсоединённых к КР элементов значительно увеличивает эквивалентное сопротивление $\tilde{R}_q(R_x, C_x)$ ПКС в сравнении с собственным сопротивлением КР ($R_q = 10$ Ом) на несколько порядков (рис. 3, а). Резкое возрастание ESR может привести к негативным последствиям при использовании ПКС в автоколебательных PMT, по причине срыва колебаний при некоторых значениях низкодобротной нагрузки $R_x C_x$. Непосредственно с увеличением ESR связано и уменьшение эквивалентной добротности $Q_{Load}(R_x, C_x)$. Потери добротности представлены зависимостями фактора

качества $\tilde{Q}(R_x, C_x) = \frac{Q_{Load}(R_x, C_x)}{Q_{No Load}}$ на рис. 3, б. Видно, что при определённых условиях, потери

добротности могут достигать 80...90 и более процентов. В тоже время, даже при таких неблагоприятных условиях, за счёт использования высокодобротного элемента – кварцевого резонатора для компенсации данных потерь, удастся обеспечить остаточную добротность $\tilde{Q}$ на уровне нескольких тысяч, что позволяет достичь существенно лучших точностных характеристик автогенераторов и PMT на основе ПКС по сравнению с другими, например, автогенераторными PMT LC-типа.

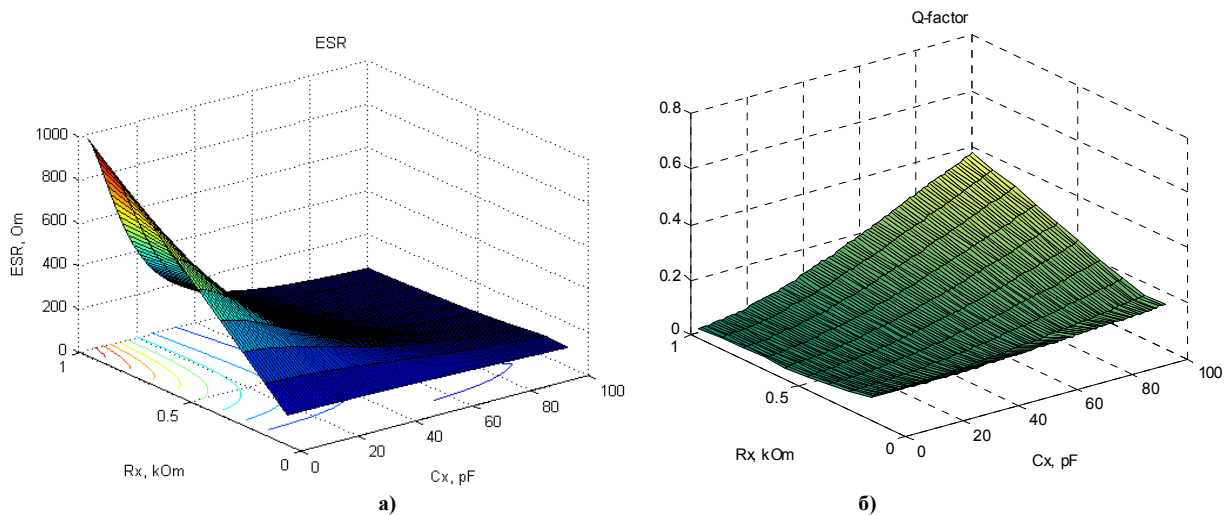


Рис. 3. Зависимость эквивалентного последовательного сопротивления ПКС (а) и нормированной добротности $\tilde{Q}$ (б)

3. Синтез частотно-компенсированной пьезорезонансной колебательной системы

Обобщённая структура частотно-компенсированной пьезорезонансной колебательной системы (ЧКПКС) (рис. 4) состоит из автогенератора (элементы 1-4) и системы автоматической подстройки частоты (АПЧ) (элементы 5-7, 3).

Активная часть автогенератора (1) предназначена для обеспечения незатухающих колебаний в системе. Пассивная, частотоподающая часть автогенератора, представляет собой ПКС (рис. 1), основным элементом которой является КР, как элемент высокодобротной цепи (2). Он соединяется с другими (низкодобротными) цепями (4) с помощью элемента связи (3). Система АПЧ включает высокостабильный кварцевый дискриминатор (5) с элементами обратной связи (6,7). При помощи АПЧ устанавливается (поддерживается) оптимальная связь между высокодобротными и низкодобротными цепями пассивной части автогенератора с целью компенсации влияния последних на его характеристики, в первую очередь на частоту сигнала генерации (f_{out}). При использовании ЧКПКС в качестве первичного измерительного преобразователя, сигнал компенсации U_{out} является информационным. Этот сигнал однозначно связан с изменениями резонансных частот цепей пассивной части автогенератора под действием одной из измеряемых величин [11].

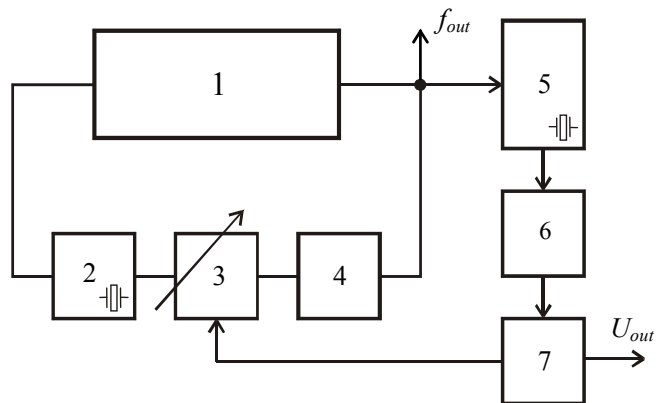


Рис. 4. Структура частотно-компенсированной пьезорезонансной колебательной системы:

1 – активная часть автогенератора; 2,4 – высокодобротная и низкодобротная цепь пассивной части автогенератора; 3 – ячейка связи; 5 – частотный дискриминатор; 6 – фильтр нижних частот; 7 – усилитель-преобразователь

При использовании ЧКПКС в качестве первичного измерительного преобразователя, сигнал компенсации U_{out} является информационным. Этот сигнал однозначно связан с изменениями резонансных частот цепей пассивной части автогенератора под действием одной из измеряемых величин [11].

Рассмотрим процедуру выбора оптимальных параметров колебательной системы на примере её применения в качестве первичного измерительного преобразователя влажности дискретных веществ. В общей постановке параметрического синтеза ЧКПКС искомое решение будем находить в соответствии с критерием:

$$\mathcal{G}_n^{opt} = \min_{\mathbf{x} \in D_x} \mathcal{G}_n(\mathbf{x}, C_{cc}(U, H_w))$$

$$D_x = \{\mathbf{x} \in \mathfrak{R}: x_{i_{\min}} \leq x_i \leq x_{i_{\max}}, i = 1, 2\}, \quad (5)$$

где $\mathcal{G}_n(\mathbf{x}) = \max_{\mathbf{x} \in D_x} |U_n(\mathbf{x}) - U_l(\mathbf{x})|$ – нелинейность сквозной характеристики влажность-напряжение,

$U_n(\mathbf{x})$ и $U_l(\mathbf{x})$ – нелинейная (реальная) и линейная (номинальная) характеристики преобразования;

$\mathbf{x} = (R_x, C_x)^T$ – вектор параметров низкодобротной цепи, $\mathbf{x}_{\min} = (R_{x_{\min}}, C_{x_{\min}})^T$, $\mathbf{x}_{\max} = (R_{x_{\max}}, C_{x_{\max}})^T$ – векторы, определяющие границы изменения параметров коаксиальной ячейки при измерении влажности;

$\mathbf{V} = (b_0, b_1, b_2, \dots, b_n)$ – вектор коэффициентов аппроксимации вольт-фарадной характеристики элемента связи.

При применении в качестве элемента связи C_{cc} варикапа, его вольт-фарадная характеристика с

достаточной степенью точности описывается экспоненциальной функцией

$$C_{cc}(U) = b_0 + b_1 \exp(-b_2 U). \quad (6)$$

Проведём процедуру оптимизации параметров FCPOS на примере измерения влажности сыпучих веществ (формовочной смеси). При помощи термогравиметрического метода, были получены экспериментальные параметры коаксиальной ячейки [12]:

$$R_x = [2509.2; 124.85; 36.71; 14.52; 7.51; 3.43; 1.36] \text{ [кОм];}$$

$$C_x = [13.5; 14.82; 16.87; 19.06; 21.8; 24.81; 26.55] \text{ [пФ],}$$

соответствующие

$$\text{влажности } H_w = [0; 1; 2; 3; 4; 5; 6] \text{ [%].}$$

Процесс нахождения оптимальных значений параметров ЧКПКС представлен на рис. 5. В качестве элементов связи использованы варикапы KB121, для которых определены аппроксимирующие коэффициенты: $b_0 = 3,94$ пФ, $b_1 = 52,89$ пФ, $b_2 = 0,21 \text{ 1/B}$. Для данного типа вольт-фарадной характеристики C_{cc} (6) существует экстремальная точка, соответствующая требованиям (5). При этом нелинейность $\mathcal{G}_n^{opt}$ составляет 2,28 % (рис. 5,а). Если же в ячейке связи применить два варикапа, соединённых параллельно, то можно достичь максимальной нелинейности меньше 1,5 %, что вполне достаточно для измерительных преобразователей данного типа [11].

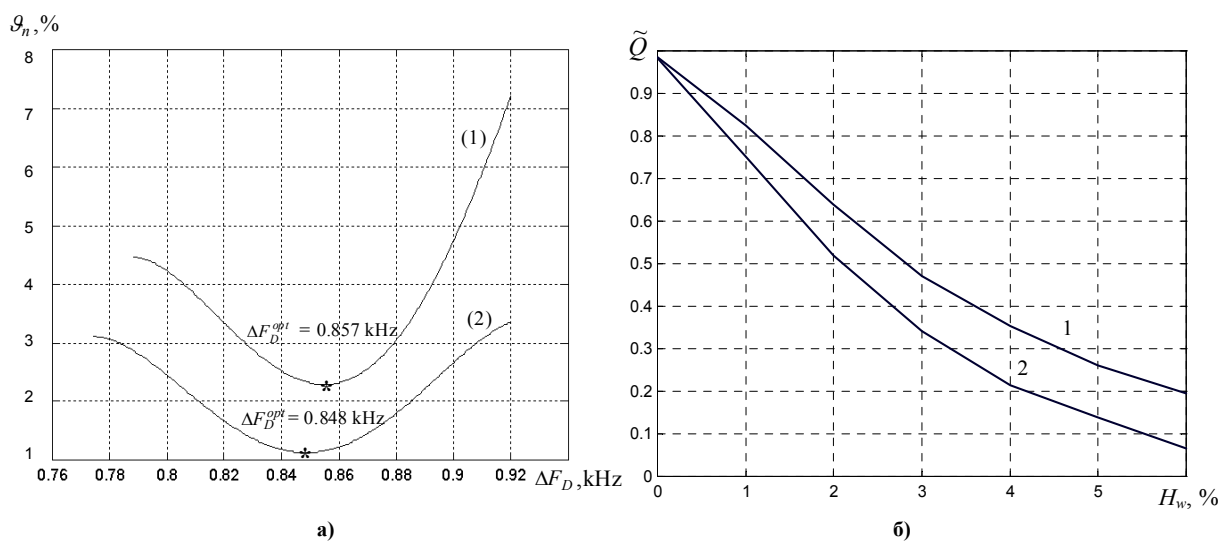


Рис. 5. Зависимости нелинейности $\mathcal{G}_n$ от частоты дискриминатора ΔF_D при использовании одного (1) и двух (2) варикапов в цепи связи ЧКПКС (а) и изменение добротности ПКС для $C_{cc} = C_{cc}^{opt}$ (1) и в отсутствии C_{cc} (2)

Применение ячейки связи между QR и низкодобротной $R_x C_x$ цепью нагрузки положительно влияет на эквивалентную добротность ПКС $Q_{Load}(R_x, C_x)$ (рис. 5,б). Видно, что этот механизм эффективнее действует на участках с большими потерями добротности, где влияние $R_x C_x$ цепи наибольшее. При этом, выигрыш по эквивалентной добротности на слишком „проблемных” участках (при влажности больше трёх процентов) составляет от полутора до четырёх раз, что при типовых значениях параметров QR даёт прирост эквивалентной добротности ПКС от 5000 до 10000 единиц. Это способствует существенному повышению точности и разрешающей способности автогенераторных измерительных преобразователей на основе ЧКПКС.

4. Использование в качестве элементов связи MEMS-конденсаторов, управляемых напряжением

Учитывая, что при использовании ЧКПКС в качестве первичных измерительных преобразователей «физический параметр – частота» их параметры существенно зависят от точности воспроизведения «вольт – фарадных» характеристик элементов связи КР и низкодобротной нагрузки, в работе предложена усовершенствованная структура частотно-компенсированной ПКС (рис. 6). В данной структуре в качестве ячейки связи применяется конденсатор, управляемый напряжением на основе MEMS (MicroElectroMechanical systems) [13-15].

Управляемый MEMS- конденсатор (рис. 7) представляет собой подложку на которую нанесен неподвижный электрод и установлена диэлектрическая структура из массива (например, 5x5) отдельных ячеек. В каждой ячейке расположен отдельный подвижный электрод на упругих подвесах. К каждому электроду через один из четырех упругих подвесов подведен индивидуальный электрический вывод управления, соединённый с индивидуальным источником напряжения управления [15].

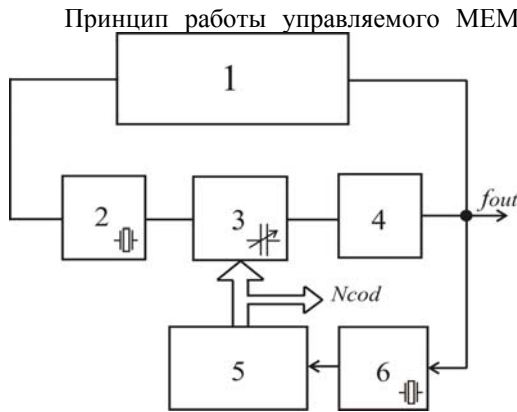


Рис. 6. Структура ЧКПКС с цифровым управлением MEMS – конденсатором связи: 1 – активная часть генератора; 2 – кварцевый генератор; 3 – MEMS-конденсатор; 4 – низкочастотная нагрузка; 5 – микроконтроллер с АЦП; 6 – кварцевый частотный дискриминатор

Принцип работы управляемого MEMS-конденсатора заключается в следующем. В отсутствии напряжения управления, которое подается на подвижные и неподвижный электроды, изменение величины зазора между последними не возникает. При возникновении разницы потенциалов между каждым элементарным электродом и общим параллельным неподвижным электродом возникает электростатическая сила. Эта электростатическая сила принуждает элементарные электроды притягиваться в направлении неподвижного электрода, пока не наступит равновесие между электростатической силой и механической силами упругости подвесов. Условие равновесия выполняется только тогда, когда величина воздушного зазора между электродами составляет не менее $1/3$ величины зазора в исходном состоянии. Если электростатическая сила будет больше силы упругости, то между электродами может образоваться контакт (явление «слипания» электродов). Данное

техническое решение позволяет получить практически любой закон управления ёмкостью при значительно меньшем уровне шума по сравнению с электронно – перестраиваемой ёмкостью на варикапе [13-15].

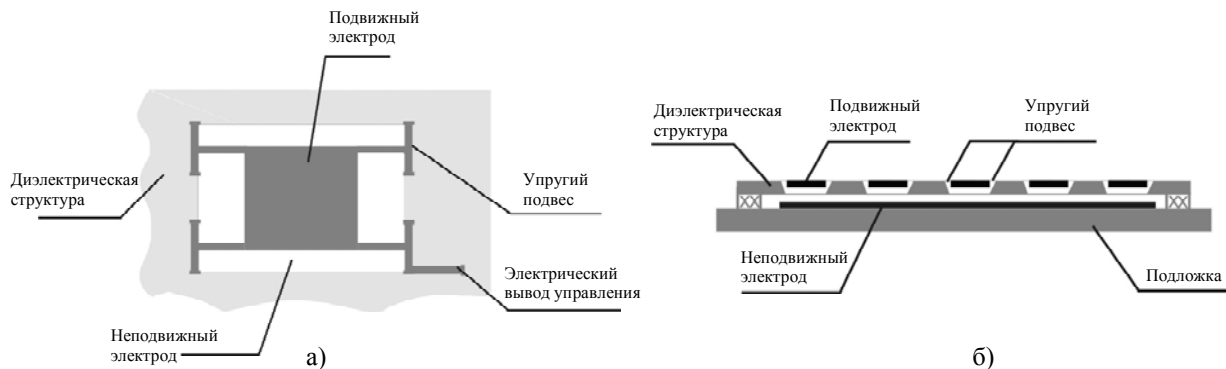


Рис. 7. Конструкция MEMS – конденсатора: вид сверху (а), вид сбоку (б)

Выводы

Предложен новый класс частотно-компенсированных пьезорезонансных систем на основе систем автоматической подстройки частоты (АПЧ), обеспечивающих выбор оптимальной связи между высокочастотным QR и низкочастотной нагрузкой. Применение данного технического решения позволяет не только минимизировать (компенсировать) влияние низкочастотных цепей на резонансную частоту и эквивалентную добротность, но и использовать напряжение разкомпенсации системы АПЧ в качестве выходного информационного параметра РМТ. При этом появляется возможность достижения высокой линейности сквозной характеристики преобразователя, в отличие от пьезорезонансных ПИП с частотным выходом, для которых данная характеристика носит существенно нелинейный характер.

Рассмотрена возможность усовершенствования ЧКПКС путём применения в качестве элементов связи матричных MEMS-конденсаторов, управляемых напряжением. Отдельное управление каждым подвижным электродом позволяет реализовать многоуровневый режим управления, при котором изменяется как напряжение управления каждого элементарного конденсатора $U_{c_i}(t) \neq U_{c_N}(t)$, так и формируется переменная геометрия матричного подвижного электрода в целом. Данное техническое решение позволяет получить практически любой закон управления ёмкостью при значительно меньшем уровне шума по сравнению с электронно – перестраиваемой ёмкостью на варикапе и сформировать единый подход при построении систем ЧКПКС.

Литература

1. Thalhammer R., Braun S., Devic-Kuhar B., et al. (1997). Viscosity sensor based upon an angular momentum compensated piezoelectric thickness shear sandwich resonator// Proceedings of the 1997 IEEE International Frequency Control Symposium, 1997, pp. 105-113.
2. Auge J., Hauptmann P., Eichelbaum F., Rosier S. (1994). Quartz crystal microbalance sensor in liquids// Sensors and Actuators B, 1994, vol. 18-19, pp. 518-522.
3. Roberts E., Goldsmith P. (1954). Piezoelectric crystal as sensing elements of pressure, temperature and humidity//Electrical Engineering, 1951, № 9, pp. 776-781.
4. Ballato A., Lukaszek T. (1974). Mass loading of thickness-excited crystal resonators having arbitrary

piezo-coupling // IEEE Transactions, 1974, vol. SU-21, № 4, pp. 269-275.

5. Besson J., Boy J., Glotin B., et al. (1993). A dual-mode thickness-shear quartz pressure sensor // Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE, 1993, vol. 40, pp. 584 – 591.

6. Малов В.В. (1989). Пьезорезонансные датчики/ Энергоатомиздат, ISBN 5-283-01507-6, Москва. – 1989. –272 с.

7. Taranchuk A., Pidchenko S. (2012). Design Methodology to Construct Information Measuring Systems Built on Piezoresonant Mechanotrons with a Modulated Interelectrode Gap// Applied Measurement System. Published by InTech, ISBN 978-953-51-0103-1, Janeza Trdine 9, 51000 Rijeka, Croatia, 2012, pp. 229-258.

8. Zou J., Liu C., Schutt-Aine J., et al. (2000). Development of a wide tuning range MEMS tunable capacitor for wireless communication systems // Proc. IEEE International Electron Devices Meeting, San Francisco, CA, USA, 10-13 Dec, 2000, pp. 403-406.

9. Holbeche R., Allen Gr. (1991). Influence of series reactance on quartz-crystal resonators // Electronic Circuits and Systems, IEE Proceedings G, 1983, vol. 130, pp. 145-152.

10. Muramatsu H., Tamiya E., Karube I. (1988). Computation of equivalent circuit parameters of quartz crystals in contact with liquids and study of liquid properties// Anal. Chem., 1988, pp. 2142-2146.

11. Колпаков Ф.Ф. (2006). Синтез частотно-компенсованих п'єзорезонансних коливальних систем з низькодобротним RC-колом навантаження / Ф.Ф. Колпаков, В.В. Мішан // Радиотехника, Всеукраїнський міжведомственный научно-технический сборник, Тематический выпуск "Проблемы телекоммуникаций". – Харків : Харківський національний університет радіоелектроніки, 2006. – № 144. – С. 187–192.

12. Мішан В. В. (2002). Параметри схеми заміщення зволоженої ливарної формувальної суміші // Вимірювальна та обчислювальна техніка. – Хмельницький : ХНУ, 2002. – № 2. – С. 35–39.

13. Taranchuk A., Pidchenko S., Mishan V. (2012). Frequency-compensated piezoresonance oscillator system with external MEMS control // 11th International Conference on "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science" (TCSET'2012). Lviv-Slavske, Ukraine, 2012. – P. 458.

14. Taranchuk A., Mishan V. Akulinechev A. (2010). Controlled Oscillator on the Base of MEMS – Structures // 10th International Conference on "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science" (TCSET'2010), February 23-27, 2010. – Lviv - Slavske, Ukraine, p. 350.

15. Пат. 84440 України / МПК H01G 15/00. Керований мікроелектромеханічний конденсатор / Колпаков Ф.Ф., Борзяк Н.Г., Мішан В.В., Доброва В.С. / Заявник і власник Національний фармацевтичний університет. – № а200604124 ; заявл. 14.04.2006 ; опубл. 27.10.2008, Бюл. № 20.

References

1. Thalhammer R., Braun S., Devcic-Kuhar B., et al. (1997). Viscosity sensor based upon an angular momentum compensated piezoelectric thickness shear sandwich resonator// Proceedings of the 1997 IEEE International Frequency Control Symposium, 1997, pp. 105-113.

2. Auge J., Hauptmann P., Eichelbaum F., Rosier S. (1994). Quartz crystal microbalance sensor in liquids// Sensors and Actuators B, 1994, vol. 18-19, pp. 518-522.

3. Roberts E., Goldsmith P. (1954). Piezoelectric crystal as sensing elements of pressure, temperature and humidity//Electrical Engineering, 1951, № 9, pp. 776-781.

4. Ballato A., Lukaszek T. (1974). Mass loading of thickness-excited crystal resonators having arbitrary piezo-coupling // IEEE Transactions, 1974, vol. SU-21, № 4, pp. 269-275.

5. Besson J., Boy J., Glotin B., et al. (1993). A dual-mode thickness-shear quartz pressure sensor // Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE, 1993, vol. 40, pp. 584 – 591.

6. Malov V. (1989). Piezoresonance sensors/ Energoatomizdat, ISBN 5-283-01507-6, Moscow, Russia.

7. Taranchuk A., Pidchenko S. (2012). Design Methodology to Construct Information Measuring Systems Built on Piezoresonant Mechanotrons with a Modulated Interelectrode Gap// Applied Measurement System. Published by InTech, ISBN 978-953-51-0103-1, Janeza Trdine 9, 51000 Rijeka, Croatia, 2012, pp. 229-258.

8. Zou J., Liu C., Schutt-Aine J., et al. (2000). Development of a wide tuning range MEMS tunable capacitor for wireless communication systems // Proc. IEEE International Electron Devices Meeting, San Francisco, CA, USA, 10-13 Dec, 2000, pp. 403-406.

9. Holbeche R., Allen Gr. (1991). Influence of series reactance on quartz-crystal resonators // Electronic Circuits and Systems, IEE Proceedings G, 1983, vol. 130, pp. 145-152.

10. Muramatsu H., Tamiya E., Karube I. (1988). Computation of equivalent circuit parameters of quartz crystals in contact with liquids and study of liquid properties// Anal. Chem., 1988, pp. 2142-2146.

11. Kolpakov F. (2006). Synthesis of frequency-compensated piezoresonance oscillatory systems with low-quality RC-load circuit / F. Kolpakov, V. Mishan // Radiotekhnika. - Kharkov: Kharkov National University of Radio Electronics, 2006. - № 144. – pp. 187-192.

12. Mishan V. (2002). The parameters of the equivalent circuit foundry moldable mixture, Measuring and Computing Devices in Technological Processes, Vol. 2, Khmelnytsky national university, ISSN 2219-9365, Khmelnytsky, Ukraine, pp. 35-39.

13. Taranchuk A., Pidchenko S., Mishan V. (2012). Frequency-compensated piezoresonance oscillator system with external MEMS control // 11th International Conference on "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science" (TCSET'2012). Lviv-Slavske, Ukraine, 2012. – P. 458.

14. Taranchuk A., Mishan V. Akulinechev A. (2010). Controlled Oscillator on the Base of MEMS – Structures // 10th International Conference on "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science" (TCSET'2010), February 23-27, 2010. – Lviv - Slavske, Ukraine, p. 350.

15. Kolpakov F., et al. (2008). Tunable micromachined electro-mechanically capacitor// Patent Ukraine № 84440, October 27, 2008.

Рецензія/Peer review : 14.7.2013 р.

Надрукована/Printed :14.10.2013 р.