

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

**Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských
studií**

Soubor vybraných publikací

UNIVERZITNÍ KNIHOVNA
TECHNICKÉ UNIVERZITY V LIBERCI



3146071352

Doc. Ing. Jaroslav Nosek, CSc

Katedra elektrotechniky a elektromechanických systémů

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI
Univerzitní knihovna
Voxonážská 1328, Liberec
PSČ 461 17

Květen 1997

U 317 M

neal.
of. tab. graf

DRIVE LEVEL DEPENDENCE OF THE RESONANT FREQUENCY IN BAW QUARTZ RESONATORS AND HIS MODELING

Jaroslav NOSEK

Technical University of Liberec, Faculty of Mechatronics

Halkova 6, CZ-461 17 LIBEREC 1, Czech Republic

Phone: (420.48) 25441, Fax: (420.48) 510 71 26,

E-mail: jaroslav.nosek@vslib.cz

Abstract

The influence of the excitation current on the resonant frequency and its mathematical description makes necessary to introduce a non-linear impedance characteristic of the piezoelectric resonator. This influence was modeled by the non-linear electrical equivalent circuit, in which the equivalent series resistance and equivalent motional capacitance are taken to be functions of the amplitude of the excitation current by means of the relations derived in the work. The equivalent circuit was analyzed by the method of equivalent linearisation.

The relationships between the amplitudes of voltage applied on the AT-cut resonator and the first current harmonics or phases-frequency dependence of the excited resonator respectively, are derived. Amplitude jumps and dynamical temperature change phenomena are discussed.

Keywords: non-linearities of the BAW quartz resonators, amplitude-frequency effect.

1. Introduction

An accurate description of the different modes of motion in AT- and doubly rotated SC- cuts has been of interest for many years.

An analysis of non-linear resonance in contoured quartz resonators was performed by Tiersten and Stevens [1]. In the last time, the attention is given to the different modes of motion and their coupling, in the quartz strip resonators, too [2].

The linear theory of piezoelectricity is a suitable tool for describing the propagation of acoustic waves with small amplitudes, without any elastic or strong electric field prestressing. In general, the non-linear theory takes into consideration the electroelastic equations containing terms up to cubic in the small mechanical displacement field, but no higher than linear in the electric variables [1].

This type of nonlinearity and accurate determination of its influence on the resonant frequency of the resonator makes the main difficulty in the solution.

In this work, a new form of solution resulting from nonlinear equivalent electrical circuit of the piezoelectric resonator is given.

2. Non-linear electro-elastic equations

The non-linear theory takes into consideration the final deformation η_j . Elastic stiffness of higher order can be derived from the internal energy U relating to a unit volume of the given substance by

$$c_{ijkl...pq} = \left(\frac{\partial^n U}{\partial \eta_j \partial \eta_{kl} \dots} \right)_{D, \sigma = \text{const}}, \quad n \geq 2 \quad (1)$$

where n is the order of stiffness. As shown in [3], the elastic coefficients of n -order, as well as higher order coefficients characterising the dielectric, piezoelectric and pyroelectric properties of crystals, can be derived from various thermodynamic potentials. The electro-optical, electrostriction and other coefficients can be specified by the same method. The thermodynamic stress t_{LM} , the thermodynamic electric displacement $\mathcal{D}_N$ and the thermo-dynamic intensity of electric field $\mathcal{E}_N$ can be taken as the basis for the study of non-linear electroelastic properties of piezoelectric substances, the material co-ordinates a_i are denoted by capital letters for the study of material properties of piezoelectric substances. The relationships between the thermodynamic parameters $\mathcal{D}_N$, E_N and D_i , E_i (electric displacement and intensity of the electric field), in a space -coordinate x_i are the following:

$$\mathcal{D}_N = J \frac{\partial a_N}{\partial x_i} D_i, \quad E_N = \frac{\partial x_i}{\partial a_N} E_i, \quad (2)$$

note 2 properties

$$\begin{aligned}
t_{LM}^{\varepsilon,\sigma} &= c_{LMCD}^{\varepsilon,\sigma} \cdot u_{C,D} + \frac{1}{2} c_{LMCD}^{\varepsilon,\sigma} \cdot u_{K,C} \cdot u_{K,D} + \\
&+ \frac{1}{2} c_{LMCDEF}^{\varepsilon,\sigma} \cdot u_{C,D} \cdot u_{E,F} + \frac{1}{2} c_{LMCDEF}^{\varepsilon,\sigma} \cdot u_{K,C} \cdot \\
&\cdot u_{K,D} \cdot u_{E,F} + e_{NLMCD}^{\sigma} \cdot \phi_{,N} \cdot u_{C,D} + e_{NLM}^{\sigma} \cdot \\
&\cdot \phi_{,N} - \frac{1}{2} H_{NALM}^{\sigma} \cdot \phi_{,A} \cdot \phi_{,N}
\end{aligned} \quad (3)$$

and the components of electric displacement $\mathcal{D}_N$

$$\begin{aligned}
\mathcal{D}_N^{\eta,\sigma} &= e_{NAB}^{\sigma} \cdot u_{A,B} + \frac{1}{2} e_{NAB}^{\sigma} \cdot u_{K,A} \cdot u_{K,B} + \\
&+ \frac{1}{2} e_{NABCD}^{\sigma} \cdot u_{A,B} \cdot u_{C,D} + \frac{1}{2} e_{NABCD}^{\sigma} \cdot u_{K,C} \cdot \\
&\cdot u_{K,D} \cdot u_{A,B} - H_{NMAB}^{\sigma} \cdot \phi_{,M} \cdot u_{A,B} - \\
&- \frac{1}{2} H_{NMAB}^{\sigma} \cdot \phi_{,M} \cdot u_{K,A} \cdot u_{K,B} + \varepsilon_{NMP}^{\sigma} \phi_{,M} + \\
&+ \varepsilon_{NMP}^{\sigma} \phi_{,P} \cdot \phi_{,M}
\end{aligned} \quad (4)$$

where symbols $c_{LMCD}^{\varepsilon,\sigma}$ and $c_{LMCDEF}^{\varepsilon,\sigma}$ denote elastic stiffness of the second and third order, symbols e_{NAB}^{σ} and e_{NABCD}^{σ} denote linear and quadratic piezoelectric stress-tensor components, symbol H_{NALM}^{σ} denotes the electrostriction coefficients, and the symbols $\varepsilon_{NMP}^{\eta,\sigma}$ and $\varepsilon_{NMP}^{\sigma}$ denote the components of the tensor of linear and quadratic permittivities. The non-linear piezoelectric stresses e_{NABCD}^{σ} read

$$e_{NABCD}^{\sigma} = - \frac{\partial^2 t_{LM}^{\varepsilon,\sigma}}{\partial \eta_{CD} \partial \varepsilon_N} \quad (5)$$

and non-linear piezoelectric strains

$$d_{NABCD}^{\sigma} = \frac{\partial^2 \eta_{LM}^{\varepsilon,\sigma}}{\partial t_{CD} \cdot \partial \varepsilon_N} \quad (6)$$

The stress equations of motion and charge equation of electroelastics for an electroelastic solid with small piezoelectric coupling may be written in the form

$$\hat{K}_{LM,L} = \rho^0 \ddot{u}_M \quad (7)$$

$$\mathcal{D}_{L,L} = 0, \quad (8)$$

where the symbols ρ^0 , $\hat{u}_M$, $\hat{K}_{LM}$ and $\mathcal{D}_L$, respectively denote the reference mass density, the mechanical displacement, the Piola-Kirchhoff stress tensor, and the electric displacement vector.

In the view of small piezoelectric coupling in quartz, we have included nonlinear elastic terms only and kept the electric and electroelastic terms linear. The substitution with coordinate arrangement of Eqs. (3) and (4) into Eqs. (7) and (8) yields four differential equations in the four dependent variables $\hat{u}_M$ and ϕ , three of which are nonlinear in the $\hat{u}_M$ and linear in ϕ and the fourth of which is linear in both $\hat{u}_M$ and ϕ .

The steady-state solutions to the nonlinear forced vibration problems are obtained by Tiersten [1].

The analysis is employed in the determination of the frequency change caused by driving voltage, showing the influence of quality factor, load resistance and harmonic overtone, for the AT-cut quartz resonator.

A very interesting and valuable relation giving the change Δf_N from the linear resonant frequency at maximum current due to the nonlinearity is given by relation (100) in the [1].

In the simplified pure elastic case, the description of propagation of a finite amplitude wave in a non-linear medium leads to the wave propagation equation with effective non-linear elastic constants of the 3rd and 4th orders. In the presented problem these non-linearities are at the origin of harmonic generation with its consequences

- amplitude - frequency effect, and
- intermodulation.

3. Amplitude-frequency effect

To some extent, the resonant frequency of piezoelectric resonators depends on the magnitude of excitation current passing through the resonator. Considering the results of [4], the following approximate relationship for the relative change in the resonant frequency of AT-cut and trapped energy plan-convex resonator is used:

$$\begin{aligned}
\frac{\Delta f}{f} &= \frac{9}{16} \cdot \frac{\gamma}{c_{66}^D} \cdot \frac{h^2 \pi^2}{8 \cdot e_{26}^2} \cdot \\
&\cdot \left[\frac{\varepsilon_{22}}{(2a)^2} \left(1 + \hat{k}_{26}^2 \right) V_K^2 + \frac{I_K^2}{\omega_0 \left(S_{e,red} \right)^2} \right], \quad (9)
\end{aligned}$$

where

$$\gamma = \frac{1}{2} c_{22}^E + c_{266}^E + \frac{1}{6} c_{6666}^E \quad (10)$$

is effective elastic stiffness,

$$\hat{k}_{26}^2 = \frac{k_{26}^2}{1 - k_{26}^2}$$

and $2a$ is the center resonator thickness, c_{22}^E , c_{266}^E , c_{6666}^E are elastic stiffness of the second, third

and fourth orders, respectively, measured under a constant electric field, h is order of the harmonics, e_{26} is the piezo-electric stress, k_{26} is the electro-mechanical coupling coefficient, ϵ_{22} is the permittivity along the thickness axis of the plate, $S_{e,red}$ is the reduced surface of the electrode of trapped energy AT-cut resonator, ω_0 is the angular resonant frequency, V_k is the voltage applied to the resonator and I_k is the excitation current. In the Eqn. (9), the first term in the square brackets is usually negligible compared to the second term, and Eqn. (9) acquires the form

$$\frac{\Delta f}{f} = BI_k^2 \quad (11)$$

where

$$B = \frac{9}{16} \frac{\gamma}{c_{66}^D} \frac{h^2 \pi^2}{8e_{26}^2 \omega_0 (S_{e,red})^2} \quad (12)$$

The influence of the excitation current on the frequency and its mathematical description makes necessary to introduce a non-linear impedance characteristic of the piezoelectric resonator (Nosek in [3]). This influence was modeled by the non-linear equivalent circuit, with non-linear capacitance, resistance and inductance in general.

4. Non-linear electrical equivalent circuit

We research the dominant non-linear elements of dynamical branch of electrical equivalent circuit. We express the angular frequency

$$\omega^2 = \omega_0^2 (1 + 2BI_k^2 + B^2 I_k^4), \quad (13)$$

where ω_0 is angular frequency in the linear case (infinitely small amplitude of excitation), the term $B^2 I_k^4$ can be neglected.

If $\omega = \omega_s = \omega(I_k)$, the non-linear elements C and L depend on the current I_k , too.

The Eqn. (9) is an analytical description of non-linear dependence of frequency vs. voltage and current on the resonator. In this case, a small electromechanical coupling and dominant elastic stiffness including stiffness of 3rd and 4th order are supposed.

It follows, that only $C(I_k)$, which depend on the elastic stiffness, and $R(I_k)$ with a complicated origin of dependence, are considered to be a dominant non-linearity of the dynamical branch of the electrical equivalent circuit:

$$C(I_k) = \frac{1}{1 + \omega_0^2 (1 + 2BI_k^2)} = \frac{1}{1 + 2BI_k^2} \quad (14)$$

For preferred inverse capacitance

$$\Gamma_C = \frac{1}{C} \quad \text{and} \quad \Gamma_{Ch} = \frac{1}{C_h},$$

the dependence on current is

$$\Gamma_C(I_k) = (1 + 2BI_k^2) \Gamma_{Ch} = a_0 + a_2 I_k^2, \quad (15)$$

where

I_k is amplitude of the excitation current (in the serial resonance),

C_h is the dynamical linear capacitance (for infinitely small amplitude of excitation).

The second considered, non-linear element is the non-linear resistance $R(I_k)$.

It is difficult to determine the $R(I_k)$ characteristic analytically. In accordance with experimental results, we can approximate the measured dependence $R(I_k)$ in the area of 10^{-5} to $2 \cdot 10^{-4}$ A by the function

$$y = b_0 + b_1 \cdot x + b_2 \cdot x^2 + \dots = \sum_{n=0}^N b_n x^n \quad (16)$$

with constant coefficients $b_0, b_1, b_2, \dots, b_N$.

If we suppose an absence of dumping coefficient of 3rd order and a limited influence of the coefficient b_{6666} of 4th order, it follows that

$$R(I_k) = R_h (1 + \beta I_k^2) = b_0 + b_2 I_k^2 \quad (17)$$

for $b_1 = 0$.

It is obvious from comparison of $C(I_k)$ with $R(I_k)$, that the dominant influence of $C(I_k)$ is valid for the resonator with high quality coefficient Q .

The dependence of parallel capacitance C_0 on the current I_k , in consequence of nonlinear permittivity coefficient ϵ_{2222} and his slight influence on the elements of dynamical branch, is negligible.

The non-linear equivalent electrical circuit valid for a piezoelectric BAW resonator is shown in Fig. 1.

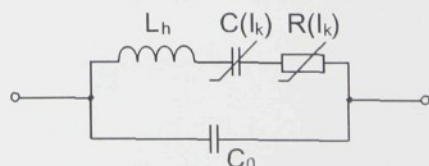


Fig. 1: Non-linear electrical equivalent circuit for piezoelectric BAW resonator vibrating on the harmonics overtone h

5. Analyse of non-linear electrical equivalent circuit

The presented electrical equivalent circuit is a non-linear circuit of the second order. If we are interested only in 1st harmonics of current and voltage of this selective circuit, we can utilize a *method of equivalent linearisation*.

This method consists in determining the average values R_s , C_s of the resistance $R(I_k)$ and the capacitance $C(I_k)$, which fulfil the condition of equal voltage drops across the non-linear elements for the first harmonics of the excitation current.

Otherwise the non-linear electrical elements $R(I_k)$ and $C(I_k)$ are replaced by equivalent electrical elements $R_s(I_1)$ and $C_s(I_1)$, which depend on the 1st harmonics of the applied current or voltage amplitude. The behaviour of the elements R_s and C_s is linear (with constant parameter). After the replacement the non-linear circuit is described by a linear equation.

The analyse is provided in 2 steps.

Firstly, we would like to set the equivalent parameters R_s and C_s of the circuit, secondly, the solution of linear equation of a non-linear electrical equivalent circuit is shown.

Determination of equivalent resistance $R_s(I_1)$

A current-voltage characteristic of non-linear resistance is

$u_R(i) = R(i) \cdot i$, from which

$$R(i) = b_0 + b_2 i^2 = \frac{u_R(i)}{i} \quad (18)$$

The voltage on the resistance

$$u_R(i) = b_0 i + b_2 i^3. \quad (19)$$

A harmonic current $i = I_1 \cos \omega t$ creates a non-harmonic voltage on the resistance

$$\begin{aligned} u_R &= I_1 b_0 \cos \omega t + b_2 I_1^3 \cos^3 \omega t = \\ &= (b_0 I_1 + \frac{3}{4} b_2 I_1^3) \cos \omega t + \frac{1}{4} b_2 I_1^3 \cos 3\omega t \end{aligned} \quad (20)$$

The first harmonics of the voltage on resistance is expressed by the equation

$$U_{1R} = b_0 I_1 + \frac{3}{4} b_2 I_1^3 \quad (21)$$

The equivalent resistance $R_s(I_1)$ valid for the first harmonics of current and voltage is given by

$$R_s(I_1) = \frac{U_{1R}}{I_1} = b_0 + \frac{3}{4} b_2 I_1^2 \quad (22)$$

with

$$b_0 = R_h, \quad b_2 = \beta \cdot R_h$$

Determination of equivalent capacitance $C_s(I_1)$

An approximated quadratic dependence of capacitance on the current is

$$\Gamma_c(i) = \frac{1}{C(i)} = a_0 + a_2 i^2 \quad (23)$$

The relation between the harmonic current $i = I_1 \cos \omega t$ and the non-linear inverse capacitance

$$\Gamma_c(t) = \frac{1}{C(t)}$$

is given by the following equation

$$\Gamma_c(t) = a_0 + a_2 I_1^2 \cos^2 \omega t \quad (24)$$

We express the immediate voltage $u_c(t) = \frac{Q(t)}{C(t)}$.

It is known that the charge on the capacitance

$$Q(t) = \int_0^t i(\tau) d\tau = \int_0^t I_1 \cos \omega \tau d\tau = \frac{I_1}{\omega} \sin \omega t \quad (25)$$

A non-harmonic voltage expressed by

$$\begin{aligned} u_c(t) &= Q(t) \Gamma_c(t) = \\ &= \frac{I_1}{\omega} \sin \omega t (a_0 + a_2 I_1^2 \cos^2 \omega t) = \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} (U_n \sin(n\omega t + \varphi_n)) \end{aligned} \quad (26)$$

After the arrangement and comparison of the parts of harmonics, we obtain the relative for the first harmonics of voltage U_{1c} :

$$\frac{u_c(t)}{\sin \omega t} = \frac{I_1}{2\omega} (2a_0 + a_2 I_1^2 + a_2 I_1^2 \cos 2\omega t) =$$

$$\frac{U_{11} \sin \omega t + U_{21} \cos \omega t + U_{12} \sin 2\omega t + U_{22} \cos 2\omega t}{\sin \omega t}$$

$$U_{1c} = U_{11} = \frac{I_1}{\omega} (a_0 + \frac{a_2}{2} I_1^2) \quad (27)$$

The equivalent capacitance is expressed by the function

$$\Gamma_{cs}(I_1) = \frac{\omega U_{1c}}{I_1} = a_0 + \frac{a_2}{2} I_1^2 \quad (28)$$

with

$$a_0 = \Gamma_{Ch} = \frac{1}{C_h}, \quad a_2 = 2B\Gamma_{Ch}$$

In the second step of analysis, the electric equivalent circuit including equivalent elements in the dynamic branch, which determine a series resonant frequency, is created.

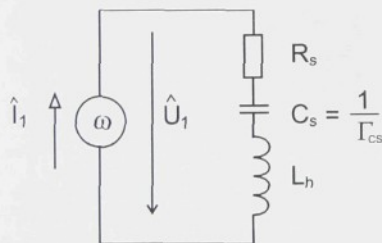


Fig. 2 Non-linear electrical model of the dynamic branch including the equivalent elements R_s and C_s

The linear equation including the complex values of the first harmonics of tension $\hat{U}_1$ is given by

$$\hat{U}_1 = \hat{Z}_s \cdot \hat{I}_1 = \left[R_s + j(\omega L_h - \frac{\Gamma_{cs}}{\omega}) \right] \hat{I}_1 \quad (29)$$

where $\hat{Z}_s$ is a complex equivalent impedance.

The current amplitude for first harmonics is

$$I_1 = \frac{U_1}{\left[R_s^2 + \left(\omega L_h - \frac{\Gamma_{cs}}{\omega} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} = \frac{U_1}{\left[\left(b_0 + \frac{3}{4} b_2 I_1^2 \right)^2 + \left(\omega L_h - \frac{2a_0 + a_2 I_1^2}{2\omega} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (30)$$

Eqn. 30 makes possible to compute a set of parametric characteristics $I_1 \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)$ with the parameter U_1 .

The expression for the complex equivalent impedance $\hat{Z}_s$ makes possible to determine the phases-frequency characteristics with the parameter U_1 , too:

$$\varphi = \arctg \frac{I_m \{ \hat{Z}_s \}}{R_e \{ \hat{Z}_s \}} = \arctg \frac{\omega L_h - \frac{2a_0 + a_2 I_1^2}{2\omega}}{b_0 + \frac{3}{4} b_2 I_1^2} \quad (31)$$

The computed dependencies of Eqn. 30 and 31 are given in Fig. 3 and Fig. 4 respectively.

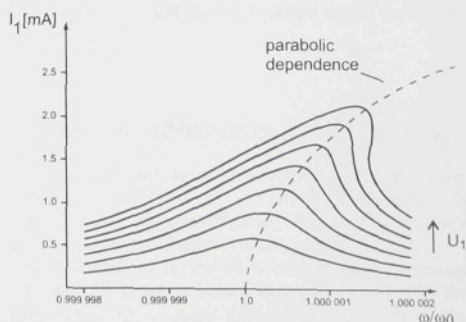


Fig. 3 Dependence $I_1(\omega / \omega_0)$ with the parameter U_I for a AT-cut resonator ($\omega_0 = 2\pi \cdot 5 \cdot 10^6$ [1/s], $U_I = 0.1$ V, $d_{11} = 0.0533$ V, $n = 7$, $R_h = 165$ Ω , $\beta = 50000$ A $^{-2}$, $L_h = 4$ H, $B = 0.572$ A $^{-2}$.)

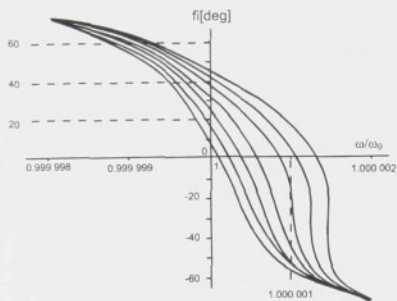


Fig. 4 Phases-frequency dependences of the excited AT-cut resonator 5 MHz.

The measurements of the characteristics in Fig. 5 show, that the jump effects of amplitude arise for continuous frequency changes.

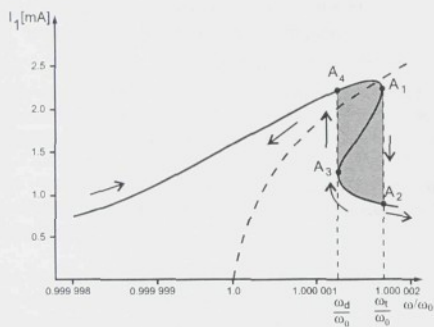


Fig. 5 A measured characteristic of the non-linear equivalent circuit

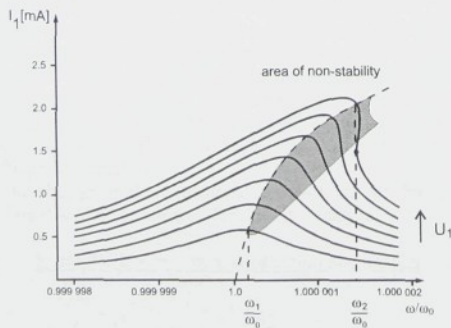


Fig. 6 A set of resonant characteristics $\left| \hat{I}_1 \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \right|$ with the parameter U_I with marked area of non-stability.

It follows from the Fig. 5 that function $\left| \hat{I}_1 \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \right|$ increases to the point A_1 , from which it goes with a jump effect to the point A_2 for ratio $\frac{\omega_I}{\omega_0}$.

If we reduce the ratio $\frac{\omega}{\omega_0}$, the function $\left| \hat{I}_1 \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \right|$ increase to the point A_3 (for $\frac{\omega_d}{\omega_0}$), from which it goes with a jump to the point A_4 and for the following reducing of $\frac{\omega}{\omega_0}$ it continuously decreases.

In the interval $\alpha \in \left(\frac{\omega_d}{\omega_0}, \frac{\omega_I}{\omega_0} \right)$, the characteristic is ambiguous.

For one value of $\frac{\omega}{\omega_0}$ in this interval, the three values of

$$\left| \hat{I}_1 \left(\frac{\omega_I}{\omega_0} \right) \right| \text{ are known.}$$

This is the area of non-stability.

A set of resonant characteristics $\left| \hat{I}_1 \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \right|$ with the parameter U_I is shown in Fig. 6. It is obvious from this figure, that the characteristics are ambiguous for certain parameter U_I .

For $\frac{\omega}{\omega_0} > \frac{\omega_I}{\omega_0}$, the amplitude jumps appear in the area of non-stability.

6. Temperature influence on the resonant frequency

In this work, the resonant frequency change in the consequence of level of excitation of resonators is studied under the presumption, that the temperature distribution in a resonator is homogeneous.

The resonators of crystal units with extreme frequency precision are therefore placed in the thermostat with the temperature Θ_m , where $(\partial f_h / \partial \Theta)_{\Theta = \Theta_m} = 0$. The resonator has a zero frequency temperature coefficient at

the temperature Θ_m , i.e. its resonant frequency remains constant within a narrow band of temperatures around Θ_m .

Only for very small temperature changes it is possible to assume, that the surface temperature Θ_s of the resonator is very close to the temperature Θ_m .

In the case of dynamical temperature changes, the heat is propagated by connection wires and the temperature space distribution in the resonator is non-homogeneous.

These dynamical changes are expressed by the dynamical frequency/temperature coefficient $\tilde{\alpha}$ with direct impact to resonant frequency or the frequency fluctuations.

The complete and very known temperature dependence of resonant frequency is modeled by the first three terms of the following power series

$$\frac{f_h - f_{h0}}{f_{h0}} = \sum_{n=1}^3 \alpha_{fh}^{(n)} (\Theta - \Theta_0)^n + \tilde{\alpha} \frac{d\Theta}{dt}, \quad (32)$$

where

$$\alpha_{fh}^{(n)} = \frac{1}{n! f_{h0}} \left(\frac{\partial^n f_h}{\partial \Theta^n} \right)_{\Theta=\Theta_0}, \quad (33)$$

is the frequency/temperature coefficient of n -th order,

f_h is the resonant frequency at the temperature Θ ,

f_{h0} is the resonant frequency at the temperature Θ_0 , in narrow band which of the temperature dependence is approximated, h is order of vibrations (harmonics overton) and n is order of power series.

The value of the dynamical frequency/temperature coefficient is in the order 10^{-5} Ks^{-1} (for AT-cut quartz resonator).

The thermodynamic behaviour may also be influenced by the effects, which are possible to be explained by an impact of heat sources inside the resonator.

These sources have the origin in the losses at elastic vibrations, whose amplitude depends on excitation level. The friction losses, i.e. sources of heat are the biggest in the places with maximum of mechanical vibrations.

The heat diffusion arises and the crystal reach a new heat balance at non-homogeneous temperature distribution.

As a consequence to this effect, the temperature stress coupled with the elastic waves propagation arises. This coupling is realised by means of non-linear elastic coefficients of 3rd order with direct impact to the frequency changes.

The changes in the dimensions and material density are desirable to be considered for theoretic analyse.

The determination of coefficients of approximate characteristics (Eqn. 14 and 17) is a very serious question in our modeling method. For the AT-cut quartz plan-convex resonator (with the parameters: diameter $d=17\text{mm}$, $2a=1.696\text{mm}$, Ag electrode diameter $d_e=5\text{mm}$, curvature $r=100\text{mm}$),

the constant $B=0.574\text{A}^{-2}$ and $\beta=5 \cdot 10^4 \text{A}^{-2}$ were experimentally obtained. The linear parameters $L_n=4\text{H}$, $R_n=165\Omega$, $Q=0.8 \cdot 10^6$, $\omega_0 = 2\pi \cdot 5 \cdot 10^6 \text{s}^{-1}$.

In the 1993 the measuring system based on the standard IEEE 488.1 Digital Interface for Programmable Instrumentation (GPIB-General Purpose Interface Bus, IMS 2, OEC 625, HPIB), which consists of autonomous instruments for laboratory testing conditions was created.

The measuring system is controlled by a computer of IBM-PC standard that functions as a control unit. Besides the measuring process control, the control unit ensures also the processing and presentation of measured values.

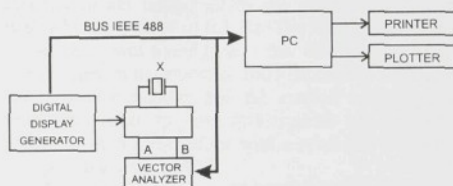


Fig. 7 Laboratory measuring system

7. Measuring system and experimental results

The following program products have been prepared:

MERENI.PAS for the resonant frequency searching

GRAF.PAS for the graphical processing of measured data

NAHRADA.PAS for the computation of the equivalent circuit parameters

NELIN.PAS for the non-linear resonator performance modeling.

The program MERENI.PAS is used for the resonant frequency searching and measurement in the range from 300 kHz to 100 MHz. The range of the individual measurement can be set up arbitrary. The frequency searching is made by a step of 2 Hz and uses the amplitude criterion. When the resonance is found, the system is switched into the phase criterion, it searches

f_{hr} (for zero imaginary part of $\hat{Z}_h$) with a step of 0.1 Hz.

The measured data are stored in a file *name.DAT* and the resonant frequencies, which were found, in a file *name.REZ*. The last file can be printed out or displayed on the screen as a column of the measured resonant frequencies and values of voltages V_B or phase differences ϕ_{AB} at the resonance.

The program GRAF.PAS was prepared for the graphical processing of measured data. After its loading the user selects the file *name* and the data stored in the file *name.DAT* are displayed. The program displays an unlimited number of screens. In the basic scale the band of 100 kHz is always displayed and screens can be inspected by the keys PgUp and PgDw. If the measurement is made in the band narrower than 100 kHz, then the width of this band is taken as the basic scale. The program has a possibility to refine the basic band up to the value of 1 kHz per screen. This means that the displayed bandwidth can vary from 100 kHz to 1 kHz per screen, therefore, a great variability of displayed results can be achieved.

The program NAHRADA.PAS computes the equivalent circuit parameters at the resonant frequency that has been found and with an aid of the defined mistuning by the series capacitive reactance.

The program NELIN.PAS is used for the graphical processing of the model for non-linear properties of the AT-cut piezoelectric resonator depending on the excitation level. The program is based on Eqn. (30) and (31) and the parameter U_i ranges from 0.1 to 0.5 V. Up to 7 curves can be displayed on the screen for different resonator voltages U_i that are in the range of the mathematical model validity. After the program loading the user types the coefficients

$$a_0 = \Gamma_h, L_h, b_0 = R_h, \beta, B,$$

the initial and final voltage and the number of curves in the chart. The print of the actual screen (WYSIWYG) is also possible.

The calculated values of the current as a function of the angular frequency for a plane-convex AT resonator operating at 5 MHz and vibrating of the fifth harmonics are given in the Fig. 3. The solid line in Fig. 3 relates to the extreme values of the current amplitude, giving the resonant frequency vs. excitation current characteristics of the resonator.

The measurement accuracy depends on the stability of the generator frequency standard and on the method used for the resonant frequency searching. The generator stability is $1 \cdot 10^{-9}$ per day. If the generator of frequency setup accuracy of 0.01 Hz in the measuring range is used, and, the deviation of the phase measurement by the vector analyser is 0.5° , we can expect the accuracy of the resonant frequency f_{hr} setup of an order of 10^{-7} . This accuracy is not influenced by the generator frequency setting by the step of 0.1 Hz. The time constant of 1 measurement was found to be 1 ms. The duration of the measurement in the narrower 100 kHz band is 3 minutes. The generator stability and the method accuracy are satisfactory also for the investigation of non-linear properties of AT resonators with a relatively frequency change in the order of 10^{-7} .

The Tesla Digital generator BM 597 and Vector analyzer BM 553 are used in this task.

Thanks to a Grant of Ministry of Education of the Czech Republic, our *Resonance Methods Laboratory* was equipped by HP 4195A Network / Spectrum Analyzer and test temperature chamber Saunders 4220A in this year. This equipment is a suitable tool i.e. for the precious Impedance Measurements, when the HP 41951A impedance test kit is used, including a device impedance parameter between 100 kHz and 500 MHz. With the equivalent circuit function of the HP 4195A, parameters L_h , R_h , C_h and C_o of the crystal resonators equivalent circuit are calculated. The calculation is performed using the measured impedance data. The change of parameters L , R , C under the voltage applied on a crystal is studied in this month.

8. Conclusion

A non-linear dependence of the resonant frequency of the BAW piezoelectric resonator is modeled by the relative single method based on the non-linear electric circuits theory. The results are compared with the measured values and are in a good agreement.

The measuring system for the resonant frequency searching is an interesting task for the specialized students' training and a good tool for a laboratory work. The system can be upgraded by both hardware and software.

Now, the HP Network/Spectrum analyser with Test temperature chamber is prepared for our study.

Acknowledgement

This work was supported by the Grant of Ministry of Education of the Czech Republic (Code VS96006), 1996.

References

- [1] H.F. Tiersten, D.S. Stevens, "An analysis of nonlinear resonance in contoured-quartz crystal resonators.", J. Acoust. Soc. Am. Vol. 80, pp. 1122-1132, October 1986.
- [2] J. Nosek, J. Zelenka, J., "Quartz Strip Resonators as Temperature Sensors for Mechatronics. ", in Proc. of the 3rd International Conference Mechatronics 96 and M2VIP96, Guimaraes, Portugal, 18-20 September 1996, pp. 233-237
- [3] J. Zelenka, "Piezoelectric Resonators and their Applications", Prague: Academia, Amsterdam: Elsevier Science Publishers, 1986. ch. 2.5, pp. 34-37 and ch. 5.5.3, pp. 179-181.
- [4] J. Nosek, "Some higher order effects in the electromechanical systems based on volume and surface acoustic waves", 11th European Frequency and Time Forum, Neuchatel, Switzerland, 4-5-6 March 1997. To be published in the Proceedings.
- [5] HP 4195 A Network / Spectrum analyser, Operation Manual

LAST YEARS ACTIVITIES IN THE RESEARCH OF PIEZOELECTRIC CRYSTAL PROPERTIES AT THE TECHNICAL UNIVERSITY OF LIBEREC

Jaroslav NOSEK, Jiří ZELENKA

Technical University of Liberec
Faculty of Mechatronics and Interdisciplinary Studies
Department of Electrical Engineering and Electromechanical Systems
Hádkova 6, CZ - 461 17 LIBEREC, Czech Republic

Abstract

The attention was focused to the three groups of problems during last three years.

In the framework of the study of the new construction of the transducers and sensors, the new knowledge was obtained in the area of the SAW force, pressure and displacement sensors working on the principle of the frequency change of SAW oscillator. The advantage of the sensors are small dimensions, great stability and sensitivity and the linear dependence of the change of the frequency on the measured quantity. A relative simple method of the design of the sensor was prepared. The obtained compute results agree good with experimental data in spite of the neglecting of the influence of the second order phenomena.

Some procedure and methods of measurement of the non-linear material constants of piezoelectric crystals were improved and an attention was given also to the measurement of the intermodulation products namely on quartz crystals. The influence of the electric field intensity on the SAW propagation velocity was utilised by the design of the electric field sensor.

In the area of the study of the piezoelectric resonator vibration, the influence of the dimensions and arrangement of electrodes on the parameters of the electrical equivalent circuit of the quartz resonators vibrating in the thickness-shear mode was more precise expressed. The influence of the tabs of electrodes and also the symmetry of electrodes on the resonant frequency temperature dependence of the resonators structure realised on the langasit plates was also studied.

The paper is also focused to the new experimental possibilities of investigation of basic properties of crystals and smart materials. These possibilities are based on grant support of Ministry of Education of Czech Republic to development of:

- laser interferometrie - two beam laser interferometer build in this year,
Oxford Instruments optical cryostat for the temperature range of
 $T = 10 \text{ K}$ to 330 K and
- resonant methods - network/spectrum analyser HP 4195A,
temperature test systems Saunders for $T = 210 \text{ K}$ to 400 K
in the second laboratory.

These methods are used for determination of elastic, dielectric and piezoelectric constants.

An example shows the investigation of the electric field influence on resonant frequency of BAW resonators of AT- and BT- cuts, and phase velocity change of SAW for ST - cut transducer due to the elastic modules of higher range.

Extreme sensitive sensors using BAW and SAW

Jaroslav Nosek

Technical University of Liberec
Halkova 6, CZ-461 17 Liberec, Czech Republic

Summary

Properties of piezoelectric sensors of physical medium using bulk acoustic waves (BAW) are given in the form of a short summary. The current state of the art is presented.

Further on, the attention is devoted to a group of surface acoustic wave (SAW) sensors. Basic relations concerning the characterization of medium effect on the SAW propagation and the frequency of a resonator structure are discussed. The arrangement of electric field sensor is presented.

Introduction

Electroelastic body of a defined shape exhibits a complicated spectrum of resonant frequencies related to corresponding types of vibration and their harmonics. Very detailed studies led to the description with the aid of state equations, some works considered non-linear effects, too [1].

The goal of the most of application is to get a suitable resonant frequency of a high stability, e.g. with minimum influence of temperature, force or electric field on the resonant frequency.

However, the detailed study allows to define also the modification of the piezoelectric resonator design that results in the measurable dependence of the resonant frequency on a suitable acting quantity. Bulk acoustic wave (BAW) resonator and, in the last time, surface acoustic wave (SAW) resonator becomes a *sensing element*, and, if electrical circuits for signal processing are added, a *sensor* is created.

Attention is devoted to the following piezoelectric sensors of

- physical
- chemical and
- biological

quantities utilizing the quartz resonators. The quartz choice as the resonator material is justified by its properties, first of all by the stability of electro-elastic parameters and by the well defined dependencies on acting fields. In the rest of the paper selected sensors of physical or chemical quantities will be considered.

1 Temperature Sensors

The temperature dependence of the resonant frequency of BAW quartz resonator is influenced by the type of vibration, resonator shape and, especially, by cut orientation. In case of very often used resonators of the $YXl_{35^\circ 15' \pm 20'}$ cut with thickness shear vibrations, known as AT resonators, the temperature dependence of resonant frequency f_r exhibits a parabolic shape with its inflex point at temperature T in the range from 25° to 30° C.

As a result of the change of coupling between thickness shear vibration of given order and other types of vibration of the limited dimensions plate, the shape of the $f_r(T)$ dependence changes when the plate orientation is changed. The temperature dependence of resonant frequency of piezoelectric resonator is usually modelled by the first members of power series:

$$\frac{f_n - f_{no}}{f_{no}} = \frac{\delta f_n}{f_{no}} = \sum_{m=1}^3 T_{f_n}^{(m)} (T - T_o)^m + \tilde{\alpha} \frac{dT}{dt} \quad (1)$$

with the following meaning of the used symbols:

- f_n resonant frequency at temperature T
- f_{no} resonant frequency at temperature T_o
- $T_{f_n}^{(m)}$ m -th order temperature coefficient of resonant frequency f_n
- $\tilde{\alpha}$ dynamic temperature coefficient.

For electronic applications, predominantly the control piezoelectric crystal units (PCU) of oscillators, usually cuts of small temperature dependence of resonant frequency f_r are searched, while for temperature sensors cuts of strong and preferentially linear temperature dependence $f_r(T)$ are asked for. It follows from equation (1) that the linear dependence can be achieved if the second and the third order temperature coefficients, $T_{f_n}^{(2)}$ and $T_{f_n}^{(3)}$, are of zero values. Such condition is valid for double rotated cut $YXbl_{8^\circ 26' / 13^\circ}$, noted as LC cut, of the temperature coefficient $T_{f_n}^{(1)} = 4.79 \times 10^{-5} K^{-1}$ and typical frequency change of $1000 \text{ Hz } K^{-1}$.

Such a resonator is arranged similarly as PCUs of usual types. The more detailed study, however, must consider the heat transmission into a resonator positioned in the holder or the temperature field distribution in the resonator.

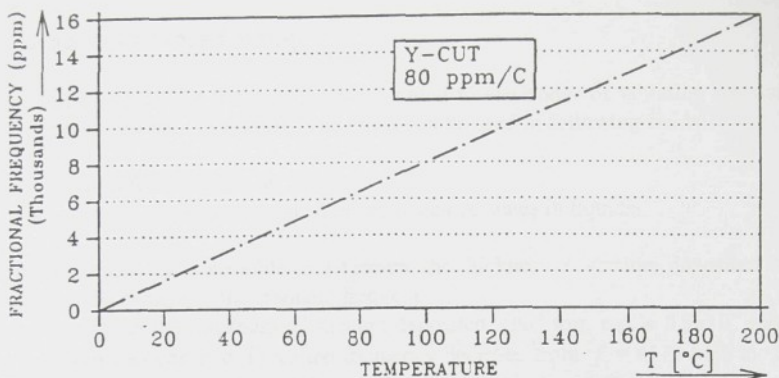


Figure 1: Typical temperature dependence of resonant frequency of Y-cut resonator

Our department has experience with LC resonators fixed in the KK-2/19 holder. The resonator was used as the temperature sensor in temperature chamber for the measurement of the temperature dependence of resonant frequency of 7 resonators. The temperature was measured in the range from -65°C to $+80^{\circ}\text{C}$ with the accuracy of 0.1°C . The resonator properties were examined with an aid of temperature chamber in the range from -85°C to $+100^{\circ}\text{C}$, also the accuracy of 0.1°C at the department [2].

Professional equipment is for instance the HP 2802 system containing LC resonator of thickness shear vibrations, sensitivity of 0.0001°C at the open gate for 10 s duration and nominal accuracy of 0.04°C in the temperature range $0\text{--}200^{\circ}\text{C}$. The price of the system is also interesting: instrumental part of 9600 \$ and the additional sonde of 2600 \$ (from year 1995).

Rules of thumb for temperature sensors [6]:

Resolution

$$\frac{\frac{\Delta f}{f} / \text{noise}}{\frac{\Delta f}{f} / T} = \frac{10^{-8}}{20 \cdot 10^{-6} / ^{\circ}\text{C}} = 5 \cdot 10^{-4} ^{\circ}\text{C} \quad (2)$$

Accuracy over one year

$$\frac{\frac{\Delta f}{f} / \text{noise}}{\frac{\Delta f}{f} / T} = \frac{10^{-8}}{20 \cdot 10^{-6} / ^{\circ}\text{C}} = 5 \cdot 10^{-4} ^{\circ}\text{C} \quad (3)$$

2 Sensors of Mass Change

They are based on the fact that the mass added to electrodes of vibrating resonator decreases its resonant frequency. The effect can be used in following fields:

- thin film monitoring
- study of electro-chemical micro-balanced states in liquids.

In the first case, it is possible to determine the thickness of vacuum deposited thin film from the change of the resonant frequency.

By such a mean the thickness of vacuum deposited (10^{-5} torr, e.g. $\approx 0.5 \times 10^{-4}$ mbar) Al thin film was checked. From the frequency decrease from $f_r = 4173$ kHz to $f_r = 4152$ kHz, the corresponding thickness of deposited aluminium film $h = 0.84 \mu\text{m}$ [3] was found. Relative frequency change of

$$\frac{\Delta f}{f} = 0.6 \times 10^{-6} / A \quad (4)$$

can be expected for AT quartz resonator of thickness shear vibrations at basic harmonics at the frequency of 10 MHz.

The possibility of the detection of gas adsorbed at a thin layer on electrodes is a new and especially studied problem. With respect to the fact that gas molecules, due to their mass, contribute only little to the resonator electrode load, the frequency changes are very small and the requirements of frequency stability of electronic control circuits are extreme.

The possibility of identification of micro-balanced state in liquids another is the second interesting case. The frequency of vibrating system correlates with the changes of mass on the boundary electrode - electrolyte in the arrangement with one electrode in contact with a liquid medium. The explanation is that viscoelastic properties of given medium affect the mechanical loss of vibrating resonator. The frequency changes are not connected with the changes of vibrating mass only, but also with other factors. Especially, the attention should be devoted to

- viscoelastic interaction of liquid and resonator surface
- roughness of resonator surface
- controlling electronic circuit
- surface tension
- chemical interaction of resonator surface with liquid.

In the use of the resonant frequency dependence on viscoelastic properties of liquid medium we will be limited to the liquids of negligible chemical reaction with a resonator surface.

Mechanical loss of quartz piezoelectric resonator can be presented with the aid of electrical equivalent circuit. In its dynamic branch the series connected with electric elements L_h , C_h and R_h correspond to inertia mass, elasticity and internal loss of resonator, respectively. Parallel connected capacitor C_o of the equivalent circuit

corresponds to the static capacitance of the capacitor consisting of electrodes and dielectrics. The effect of viscoelastic liquid load can be included into the equivalent circuit by the changes of inductance L_h and resistance R_h of series branch that determine the resonant frequency.

Impedance of considered two-pole is dependent strongly on frequency. The impedance reaches its minimum for the series resonant frequency f_s and reaches the value R_h if the condition

$$\frac{1}{2\pi f_s C_h} \ll R_h$$

is valid. The parallel frequency f_p is defined for impedance maximum. It is clear that control electronic circuit must perform the requirement of good stability, low noise and the possibility of value R_h determination under the condition of varying impedance.

The theoretical dependence of frequency on the liquid density and viscosity and also the theoretical dependence of R_h on these variables can be found. Values Δf and ΔR_h are measured. The dependence $\Delta f_s = b\Delta R_h$ is linear [4] and makes possible to evaluate different Newton liquids of varying viscosity and density. Their separation of one from another is very good.

3 Electric Field Sensors

The electric field sensor is based on the idea that the effect of electric field on the frequency can be described with an aid of non-linear piezoelectric modules d_{NLMCD} [5]. Their definition supposes constant entropy.

The effect of strong static or slowly varying electric field on the frequency of vibrating piezoelectric cut can be characterized by elastic displacement u_e and the electric field by components of its strength $\varepsilon_N = -\Phi_{,N}$. In comparison with the linear description it is clear that elastic module c_{LMCD}^E changes to the value c_{LMCD}^* and the piezoelectric module e_{NLM} to e_{NLM}^* . Since these modules are linear functions of electric field, the amplitude of this change will be also a function of the field amplitude. The order of the e_{NLMCD}/e_{LMCD} ratio that determines module c_{CMCD}^* has, for example, in the case of $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ crystal the value of 10^{-10} mV^{-1} .

Let's system of interdigital transducers for SAW generation arranged on the surface of piezoelectric plate that contains two receiving transducers and a system of control electrodes, as shown in Fig. 2. The change of elastic modules due to the electric field affects the SAW velocity in the ratio

$$\frac{v}{v^*} = \sqrt{\frac{c_{LMCD}}{c_{LMCD}^*}}. \quad (5)$$

In the above equation, the velocity v corresponds to linear case and considered elastic module c_{LMCD} while the velocity v^* corresponds to the changed SAW velocity due to the electric field effect that changes elastic module c_{LMCD} to c_{LMCD}^* .

When the elastic modules are obtained from piezoelectric modules, we get electric field $\varepsilon_N = -\Phi_{,N}$. It follows that by application of voltage at control electrodes the electric field affects resonators' frequencies. The difference of these frequencies is the function of control voltage and can be very well evaluated numerically.

The frequency change of tens of Hz is due by control voltage of some volts. Resonator frequency is 30 MHz.

Conclusion

The principle based on the utilization of the fact that change of some quantity results in the change of piezoelectric resonator frequency is very effective for a lot of applications. The digital signal is obtained directly and no A/D converter is necessary. Another advantage is the high accuracy of measurement and high stability of used elements and circuits. The sensing elements exhibit an advanced ratio of power/price. The design and development costs are acceptable also. The reason is that these effects are studied in connection with the main use of piezoelectric resonators as elements of pronounced selective ability suitable for oscillators, filters, delay lines etc.

Successful development of piezoelectric sensors market is confirmed by its turnover in 1995 - 4 billions of USD.

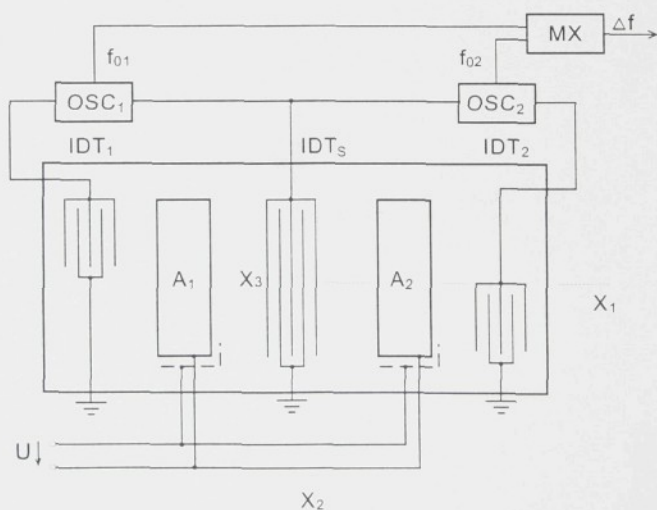


Figure 2: Principal arrangement of piezoelectric sensor of electric field with surface acoustic wave

Acknowledgement

A part of this work was supported by the Grant Agency of Czech Republic, Grant No. 102/94/1571 and MSMT Grant Code VS 96006.

References

- [1] Zelenka, J.: Piezoelectric Resonators and their Applications. Academia, Prague, Elsevier Amsterdamm, 1986.
- [2] Reference: Université des Sciences et de la Technologie, Institut de Physique, Alger.
- [3] Nosek, J., Sedrati, F.: Etude des matériaux piézoélectriques. Technologie, propriétés et applications. Rapport de la recherche, 52 p. UST d' Alger, Institut de Physique. Avril 1985.
- [4] Soires, A.: A quartz microbalance. Meas.Sci.Technol.4 (1993) pp. 549-553.
- [5] Nosek, J., Zelenka, J.: CS Patent No 240 192. Prague 1988.
- [6] 1993 IEEE Frequency Control Symposium, Salt Lake City, June 1993.

The Nitrogen Cryostat for Piezoelectric Devices Measurement

Lenka Kretschmerova, Ales Richter, Jaroslav Nosek

Technical University of Liberec, Faculty of Mechatronics and Interdisciplinary Engineering Studies, Department of Electrical Engineering and Electromechanical Systems,

Háfkova 6, 461 17 Liberec 1, Czech Rep.,

tel. +4204825441, fax +4204827383

E-mail: lenka.kretschmerova@vslib.cz, ales.richter@vslib.cz, jaroslav.nosek@vslib.cz

Abstract

The nitrogen cryostat construction is described below. The cryostat is used for measuring of ferroelectric and piezoelectric materials and devices properties in the temperature range between 78 K and 300 K. Measured temperatures and measured variables of crystal are archived for control and future evaluation. The temperature inside vacuum chamber is regulated by feedback control of the power of an electrical heater that surrounds measurement chamber and also by position of measurement chamber in the dewar-bottle.

1 Introduction

The behaviour of piezoelectric materials is usually defined for adiabatic or isothermic plot. Experimental study of material properties of such materials and circuit properties of selective elements are controlled in wide temperature area, in which we expect important change of physical properties (for example: phase transition). Measurements are very important for technical applications of the piezoelectric devices, based on the knowledge of

- complex dielectric response
- complex piezoelectric response
- circuit properties

with defined conditions (temperature, control levels, wiring) of experiment. The requirement to guarantee defined temperatures between 78 K and 300 K with accuracy 0,1 K lead to designing and constructing of the nitrogen cryostat.

2 Construction of the nitrogen cryostat

A relatively inexpensively and easily built cryostat for measuring crystals is described below. It combines rapid cool-down, changes of temperature with a good temperature stability. The cryostat can be used continuously between 78 and 300 K. The cryostat consists of several basic units:

reservoirs and a tube for coolant A , mechanics move of the vacuum chamber B , the vacuum chamber with a measuring unit C , and control elements D . The basic construction structures of the cryostat are given in Figure 1.

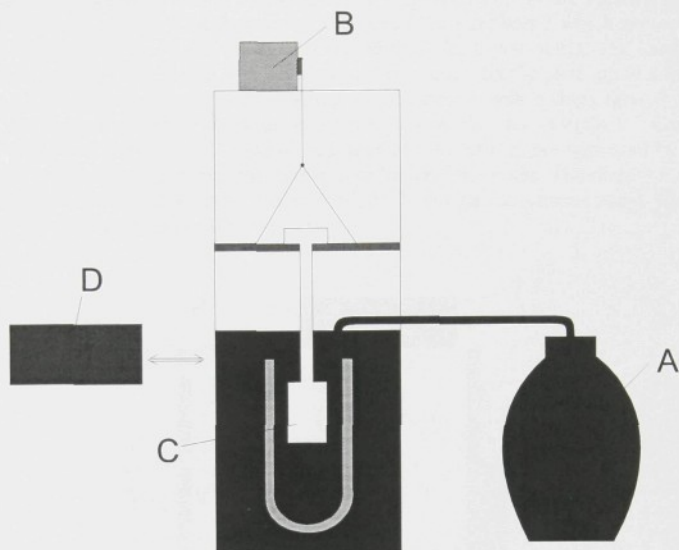


Figure 1: Basic units of the Cryostat

2.1 Reservoirs and Tube for Coolant

All the units are shown in Figure 2. The reservoir for measurement is the dewar-bottle 1 made of glass. This bottle is isolated by polystyrene 2. Stainless steel tube 3 connects the dewar-bottle and the nitrogen dewar-bottle 4. Air is pumped to the nitrogen dewar-bottle by the manual pump 5. Air pressure pushes the liquid nitrogen 6 through stainless steel tube into the dewar-bottle. By this way the contact of a person with the liquid nitrogen is prevented. Quantity of the liquid nitrogen in the dewar-bottle is measured and saved for future evaluation. The total liquid capacity of nitrogen in the dewar-bottle is 10 dm³.

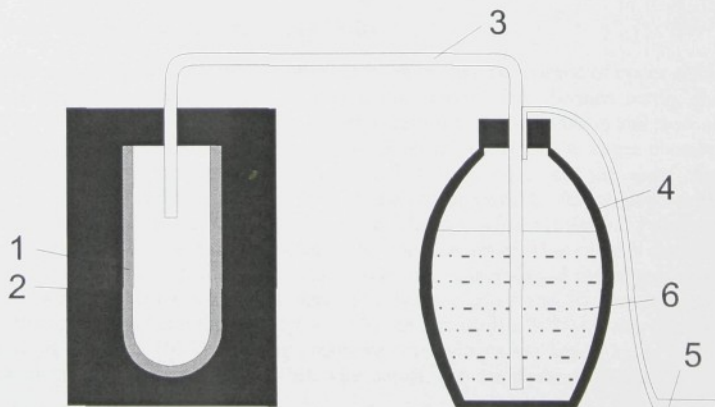


Figure 2: Reservoirs and tube for coolant

2.2 Mechanics for Moving of the Vacuum Chamber

All units are given in Figure 3 . In the lifting platform 1 the hardware of the vacuum chamber 2 is riveted. This platform is moving up and down between two interposer bars 3 which prevent variations of the vacuum chamber hardware and the mechanical damage the dewar-bottle. The hardware of the vacuum chamber is riveted by a sleeve 4 . Four steel twisted wires 5 fix the platform to a link chain 6 . Moving of the platform up and down is done by the electric motor with a chain drive 7 . A mass of platform and the vacuum chamber hardware is equilibrated by the steel weight 8 . Charge of the electric motor is reduced in this way. Terminal positions of the platform are indicated by the bottom and top terminal switches 9 . This prevents damages to the electric motor. The direction of feed and the bracing of terminal switches are indicated by the light diodes on the control panel. We can direct the move of the platform either manually or by PC.

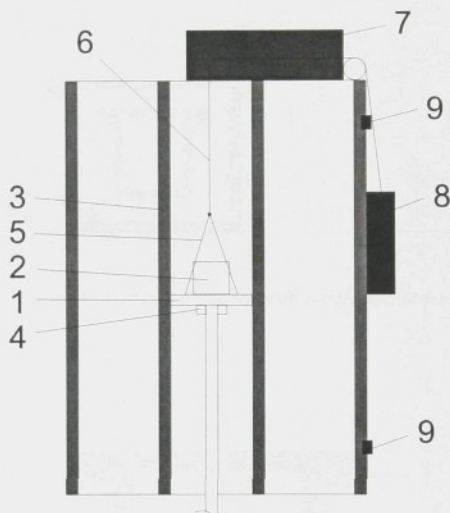


Figure 3: Mechanics for moving of the vacuum chamber

2.3 Vacuum Chamber with Measuring Units

All units are shown in Figure 4. All the hardware of vacuum chamber consist of upper chamber with tube for connecting all measuring signals 1, that is not dipped into thermos bottle, and bottom chamber 2, that is dipped into thermos bottle during measuring. Both chambers and their covers are made of copper. There are vacuum BNC connectors 3 on the cover of the upper chamber 4. The measured signals are drawn through BNC connectors. The upper cover and the upper chamber are connected by the nut bold and they are tightened by the rubber gland 5. Teflon hanks with the line wires are pressed into the tubes to connect measuring. The line wires are made of copper with the teflon insulation. Two-wire valve 6 is connected to the upper chamber. This valve is connected to the vacuum pump 7. The stainless steel tube 8 connects the upper chamber and the bottom chamber. All measuring line wires are led through this tube. The bottom cover and the bottom chamber are connected by the copper nut bold; they are tightened by the indium glad 9. Inside this bottom chamber there is measuring chamber 10. The copper resistive wire with teflon beads 11 is wound around measuring chamber (resistive heating). This wire adjusts the temperature inside the measuring

chamber by means of feedback control. The cover of measuring chamber and the measuring chamber are connected by the copper nut bold.

All units of the measuring chamber are given in Figure 5. Inside the measuring chamber 1 there is the crystal 2 and the measuring sensors. The measuring sensors and vacuum BNC connectors on the cover upper chamber are connected by the copper line wire with teflon insulation. The thermocouple 3 scans the temperature increase between resistive heating and surrounding of the crystal. The platinum sensor Pt 100 4 scan temperature inside the measuring chamber.

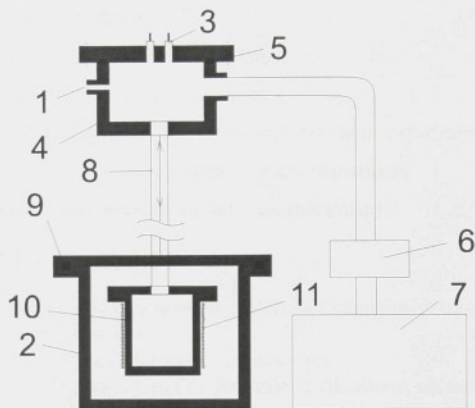


Figure 4: Vacuum chamber with measuring units

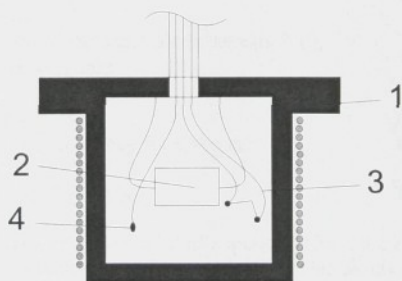


Figure 5: Measuring chamber

2.4 Control Elements

The copper line wire with teflon insulation connects the thermocouple, the thermometers, and the tube on upper chamber. The direction of feed platform is controlled by PC or manually. Manually feed is superior to PC. The direction of feed and the bracing of terminal position of switches are indicated by the light diodes on control panel. The control centre includes the voltage source for the electric motor, the logic for the direction of feed, the processor board with output to PC (RS 232) and the control panel. The processor board directs all measuring and feedback control temperature inside measuring chamber. All measuring values are written PC files for future evaluation and processing.

3 Properties of the Cryostat

Heating requires an DC power source of $9\text{ V} \pm 5\%$, power consumption is 35 VA maximum. Gear of move requires an DC power source of $9\text{ V} \pm 5\%$, power consumption is 18 VA maximum. It was checked by first experiment, that the technological resolution of the cryostat was right. We detected following basic properties of the cryostat :

- | | |
|--|-----------------|
| • minimum attained temperature | 78 K |
| • minimum time for attained temperature 78 K | 25 min |
| • maximum steepness of curve by the temperature drop | 10 K / min |
| • minimum steepness of curve by the temperature drop | 2 K / min |
| • average consumption the liquid nitrogen for the one measurement experiment | 8 litters |
| • maximum number of specimens for the one measurement experiment | 2 |
| • maximum size of specimen (measurement of only one specimen) | 30 x 30 x 50 mm |

4 Option of the Measurement

We want to study the feroelectric and piezoelectric materials (including relaxors) intended for smart sensors and actuators. We are interested in :

- the complex dielectric response, it means dependencies
 $P(T)$, $P(E)$, $d_{33}(E)$, $k_m(T)$, $\text{tg } \delta(T)$, $p_k(T)$ for defined vibrations, where symbols indicate
P polarisation
E electric field
 d_{33} piezoelectric coefficient
 k_m coefficient of the electromechanical coupling
 $\text{tg } \delta$ loss factor
 p_k pyroelectric coefficient
T temperature,
- the electromechanical deformation and the hysteresis $S(E)$,
- the complex piezoelectric response
 $d_{33}(V_{ac})$ for V_{dc} bias,
 $d_{33}(f)$, non-linearity of d_{33} ,
piezoelectric loss factor vs. frequency for $E = \text{cons.}$

5 Recommendation for Further

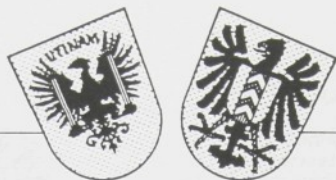
By building the nitrogen cryostat, we gained a lot of experience from the area of control temperature from 78 K to 300 K with potentiality expansion to 360 K. Our solution is original in terms of realisation the position loop of the automatic feedback control of temperature. The cryostat was built with less expenses than common commercial devices and the replicas of the cryostat may be offered to partner laboratories. The study of the material and circuit characteristics of piezoelectric devices are being published on expert conferences.

Acknowledgement

A part of this work is supported by the Czech Grant Agency under internal code 1070.

References

- [1] Private communication of the Vienna University. February 1996.
- [2] Nosek,J., Zelenka,J.: Quartz Strip Resonator as a Temperature Sensors for Mechatronics. Proc. 3rd Ind.Conf. Mechatronics 96, Guimaraes, Portugal, 18 - 20 Sept. 1996, pp. 223 - 237.



EFTF 1997

Eleventh European Frequency and Time Forum

4, 5, 6 March 1997 - Forum

7 March 1997 - Workshop

NEUCHÂTEL, SWITZERLAND

Organized by:

Swiss Foundation for Research in Microtechnology
Fondation Suisse pour la Recherche en Microtechnique
FSRM



EFTF 1997

8th European Frequency and Time Forum

PROGRAMME AND REGISTRATION

3 March 1997 - Tutorial

4, 5, 6 March 1997 - Forum

7 March 1997 - Workshop

NEUCHÂTEL, SWITZERLAND

Organized by:

Swiss Foundation for Research in Microtechnology
Fondation Suisse pour la Recherche en Microtechnique
FSRM

INTRODUCTION

EFTF Conference

The European Frequency and Time Forum (EFTF) is an international conference dealing with the latest findings and trends in science and industrial development in areas such as:

- piezoelectric materials, resonators and sensors
- quartz crystal oscillators and filters
- surface acoustic wave devices (SAW)
- atomic frequency standards and clocks
- laser references
- receivers for standard frequency and time signals including GPS and GLONASS
- frequency generating and timing systems
- synchronisation, acquisition and tracking equipments
- frequency synthesis and signal processing

for applications in fields such as

- metrology
- navigation and positioning
- telecommunications
- measurement instrumentation
- space
- basic science

EFTF Exhibition

An exhibition on the premises will be organized, during the Conference, for the presentation of relevant products and equipments. Detailed information can be obtained from the Conference Secretariat.

EFTF Tutorial

A tutorial will be coupled with the European Frequency and Time Forum. It will be held the day before the opening of the Forum:

Monday 3 March 1997 in Neuchâtel/Switzerland
at Conference location
from 10 a.m. until 6 p.m.

The topic of the tutorial is Global Positioning System.
See separate programme

Workshop

A one-day Workshop, entitled "New Generation of Space Clocks", will be held the day after the closing of the Forum:

Friday 7 March 1997 in Neuchâtel/Switzerland
at Conference location
from 8:30 a.m. until 4 p.m.

SOME HIGHER ORDER EFFECTS IN THE ELECTROMECHANICAL SYSTEMS
BASED ON VOLUME AND SURFACE ACOUSTIC WAVES

Jaroslav NOSEK

Technical University of Liberec

Hálkova 6, CZ 461 17 LIBEREC, Czech Republic

ABSTRACT

The paper deals with properties of piezoelectric resonators and resonant mode sensors and focused on non-linear effects, especially in elastic domain. The effects of these nonlinearities in electrical circuits are considered together with the possibilities of using them in the sensors. The effect of excitation and intermodulation in the BAW quartz resonators is described and measured. Further, an attention is paid to the change of velocity of SAW propagation on the quartz delay line, caused by electric field. The arrangement of new electric field sensor is presented. The optimal orientation and dimensions of X-length strip quartz resonator as a temperature sensor are found.

Keywords: non-linearities of the BAW and SAW quartz resonators, some results

1. NON-LINEAR ELECTRO-ELASTIC
EQUATIONS

The linear theory of piezoelectricity is a suitable tool for describing the propagation of acoustic waves with small amplitudes. Also, the vibrating solids must be subjected to any elastic prestressing or strong electric field. The non-linear theory takes into consideration the final deformation η_j . Elastic stiffness of higher order can be derived from the internal energy U relating to a unit volume of the given substance by

$$c_{ijkl...pq} = \left(\frac{\partial^n U}{\partial \eta_j \partial \eta_k \dots} \right)_{D, \sigma = \text{const.}}, n \geq 2 \quad (1)$$

where n is the order of stiffness. As shown in (Ref. 1), the elastic coefficients of n -order, as well as higher order coefficients characterising the dielectric, piezoelectric and pyroelectric properties of crystals, can be derived from various thermodynamic potentials. The electro-optical, electrostriction and other coefficients can be specified by the same method. The thermodynamic stress t_{LM} , the thermodynamic electric displacement $\mathcal{D}_N$ and the thermo-dynamic intensity of electric field $\mathcal{E}_N$ can be taken as the basis for the study of non-linear electroelastic properties of piezoelectric substances, the

material co-ordinates a_N are denoted by capital letters for the study of material properties of piezoelectric substances. The relationships between the thermodynamic parameters $\mathcal{D}_N$, $\mathcal{E}_N$ and D_i , E_i (electric displacement and intensity of the electric field), in a space-coordinate x_i are the following:

$$\mathcal{D}_N = J \frac{\partial a_N}{\partial x_i} D_i, \quad \mathcal{E}_N = \frac{\partial x_i}{\partial a_N} E_i, \quad (2)$$

where J is the functional determinant (Jacobian). For an adiabatic process, the components $t_{LM}^{\epsilon, \sigma}$ of thermodynamic stress tensor can be expressed

$$\begin{aligned} t_{LM}^{\epsilon, \sigma} = & c_{LMCD}^{\epsilon, \sigma} \cdot u_{C,D} + \frac{1}{2} c_{LMCD}^{\epsilon, \sigma} \cdot u_{K,C} \cdot u_{K,D} + \\ & + \frac{1}{2} c_{LMCDEF}^{\epsilon, \sigma} \cdot u_{C,D} \cdot u_{E,F} + \frac{1}{2} c_{LMCDEF}^{\epsilon, \sigma} \cdot u_{K,C} \cdot \\ & \cdot u_{K,D} \cdot u_{E,F} + e_{NLMCD}^{\sigma} \cdot \phi_{,N} \cdot u_{C,D} + e_{NLM}^{\sigma} \cdot \\ & \cdot \phi_{,N} - \frac{1}{2} H_{NALM}^{\sigma} \cdot \phi_{,A} \cdot \phi_{,N} \end{aligned} \quad (3)$$

and components of electric displacement $\mathcal{D}_N$

$$\begin{aligned} \mathcal{D}_N^{\eta, \sigma} = & e_{NAB}^{\sigma} \cdot u_{A,B} + \frac{1}{2} e_{NAB}^{\sigma} \cdot u_{K,A} \cdot u_{K,B} + \\ & + \frac{1}{2} e_{NABCD}^{\sigma} \cdot u_{A,B} \cdot u_{C,D} + \frac{1}{2} e_{NABCD}^{\sigma} \cdot u_{K,C} \cdot \\ & \cdot u_{K,D} \cdot u_{A,B} - H_{NMAB}^{\sigma} \cdot \phi_{,M} \cdot u_{A,B} - \\ & - \frac{1}{2} H_{NMAB}^{\sigma} \cdot \phi_{,M} \cdot u_{K,A} \cdot u_{K,B} + \varepsilon_{NMP}^{\sigma} \phi_{,M} + \\ & + \varepsilon_{NMP}^{\sigma} \phi_{,P} \cdot \phi_{,M} \end{aligned} \quad (4)$$

where symbols $c_{LMCD}^{\epsilon, \sigma}$ and $c_{LMCDEF}^{\epsilon, \sigma}$ denote elastic stiffness of the second and third order, symbols e_{NAB}^{σ} and e_{NABCD}^{σ} denote linear and quadratic piezoelectric stress-tensor components, symbol H_{NALM}^{σ} denotes the electrostriction coefficients, and the symbols $\varepsilon_{NM}^{\eta, \sigma}$ and $\varepsilon_{NMP}^{\eta, \sigma}$ denote the components of the tensor of

linear and quadratic permittivities. The non-linear piezoelectric stresses e_{NABCD}^{σ} read

$$e_{NABCD}^{\sigma} = - \frac{\partial^2 t_{LM}^{\epsilon, \sigma}}{\partial \eta_{CD} \partial \epsilon_N} \quad (5)$$

and non-linear piezoelectric strains

$$d_{NABCD}^{\sigma} = \frac{\partial^2 \eta_{LM}^{\epsilon, \sigma}}{\partial t_{CD} \partial \epsilon_N} \quad (6)$$

In the simplified pure elastic case, the description of propagation of a finite amplitude wave in a non-linear medium leads to the wave propagation equation with effective non-linear elastic constants of the 3rd and 4th orders. In the presented problem these non-linearities are at the origin of harmonic generation with its consequences

- amplitude - frequency effect, and
- intermodulation.

2. AMPLITUDE-FREQUENCY EFFECT

To some extent, the resonant frequency of piezoelectric resonators depends on the magnitude of excitation current passing through the resonator. Considering the results of (Ref. 2), the following approximate relationship for the relative change in the resonant frequency of AT resonators (in shape of a the plate) is used:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{9}{16} \cdot \frac{\gamma}{c_{66}^D} \cdot \frac{h^2 \pi^2}{8 \cdot e_{26}^2} \cdot \left[\frac{\epsilon_{22}}{(2a)^2} \left(1 + k_{26}^2 \right) V_K^2 + \frac{I_K^2}{\omega_0 (2b \cdot 2l)^2} \right] \quad (7)$$

where

$$\gamma = \frac{1}{2} c_{22}^E + c_{266}^E + \frac{1}{6} c_{6666}^E$$

is effective elastic stiffness,

$$k_{26}^2 = \frac{k_{26}^2}{1 - k_{26}^2} \quad (8)$$

and $2a$ is the resonator thickness, c_{22}^E , c_{266}^E , c_{6666}^E are elastic stiffness of the second, third and fourth orders, respectively, measured under a constant electric field, e_{26} is the piezo-electric stress, k_{26} is the electromechanical coupling coefficient, ϵ_{22} the permittivity along the thickness axis of the plate, $2b$, $2l$ are the width and length, respectively, of a fully plated resonator, ω_0 is the angular resonant frequency, V_K is the

voltage and I_K is the excitation current applied to the resonator.

In Eqn. (7), the first term in the square brackets is usually negligible compared to the second term, and Eqn. (7) acquires the form

$$\frac{\Delta f}{f} = B I_K^2 \quad (9)$$

where

$$B = \frac{9}{16} \cdot \frac{\gamma}{c_{66}^D} \cdot \frac{h^2 \pi^2}{8 e_{26}^2} \cdot \frac{1}{\omega_0 (2b \cdot 2l)^2} \quad (10)$$

The influence of the excitation current on the frequency and its mathematical description makes necessary to introduce a non-linear impedance characteristic of the piezoelectric resonator (Nosek in Ref. 1). This influence was modelled by the non-linear equivalent circuit, as shown in Fig. 1.

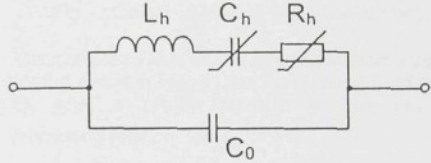


Fig. 1: Non-linear equivalent electrical circuit for piezoelectric resonator

The equivalent series resistance $R_h(I)$ and dynamic capacitance $C_h(I)$ are taken to be functions of the amplitude of the excitation current:

$$R_h(I) = R_h (1 + \beta I^2) \quad (11)$$

$$C_h(I) = C_h \frac{1}{1 + 2B I^2} \quad (12)$$

R_h and C_h are the equivalent series resistance and dynamic capacitance relating to infinitely small amplitudes of excitation current, the magnitudes of the constants β and B depend on vibration mode, elastic and piezoelectric properties of the resonator and the dimensions of the electrodes. The constant B relating to AT resonator is defined by Eqn.(10).

We analysed the above equivalent circuit by the method of equivalent linearisation. This method consists of determining the average values R_{hs} , C_{hs} of the resistance $R_h(I)$ and the capacitance $C_h(I)$, which fulfil the condition of equal voltage drops across the non-linear elements for first harmonics of the excitation current. It follows from this condition that

$$R_{hs} = R_h \left(1 + \frac{3}{4} \beta I_1^2\right) \quad (13)$$

$$C_{hs} = C_h \frac{1}{1 + \beta I_1^2} \quad (14)$$

where I_1 is the amplitude of the first harmonic of the current flowing through the dynamic branch of the equivalent circuits, i.e. through R_{hs} , C_{hs} and L_{hs} in series. The relationships between the amplitudes of the voltage V_1 and the first current harmonics I_1 read

$$I_1 = \frac{V_1}{\left[R_h^2 \left(1 + \frac{3}{4} \beta I_1^2\right)^2 + \left(\omega L_h - \frac{1 + \beta I_1^2}{\omega C_h} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (15)$$

and is shown in Fig. 2.

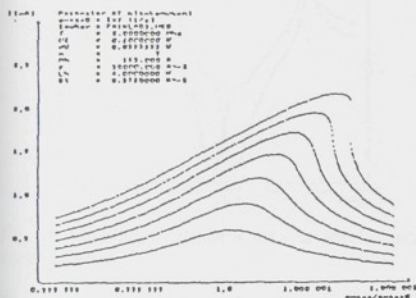


Fig. 2. Computed dependence $I(\omega / \omega_0)$ with parameter V_1 (AT resonator 5 MHz).

Calculated dependence of the phases - frequency with parameter V_1 is given in Fig. 3.

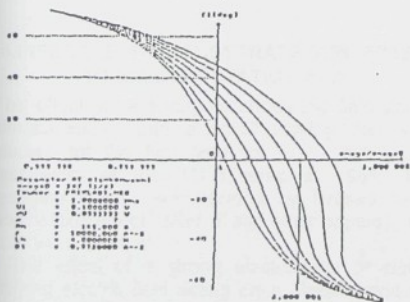


Fig. 3. Phases - frequency dependence of the excited AT resonator 5 MHz.

3. INTERMODULATION OF PIEZOELECTRIC RESONATORS

If two (or more) harmonic signal levels V_1 and V_2 and frequencies ω_1 and ω_2 positioned uniformly with respect to resonant frequency ω_N act simultaneously, the intermodulation signal of the voltage $\hat{V}_\Omega$ and angular frequency $\Omega = 2\omega_1 - \omega_2$ is created due to the cubic non-linearities. This frequency Ω will be located also within the bandwidth, and, therefore will not be filtered.

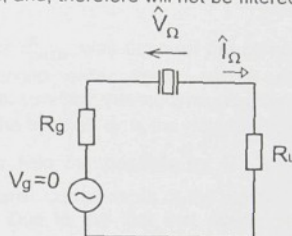


Fig. 4. Circuit with intermodulation current

The complex value of the intermodulation voltage for the circuit in Fig. 4 can be derived from (Ref. 5). After a simple arrangement we get an interesting relation for $\hat{I}_\Omega$:

$$\hat{I}_\Omega = -(\hat{Y}_\Omega \cdot \hat{V}_\Omega + jA_{1\Omega} \cdot A_4 \frac{V_1^2 V_2}{\Delta\Omega}), \quad (16)$$

where $\hat{Y}_\Omega$ is the resonator admittance at angular frequency Ω . The significance of symbols for admittance $\hat{Y}_\Omega$, $A_{1\Omega}$, A_4 and $\Delta\Omega$ are shown in (Ref. 5).

• It follows from Eqn. (16), that the intermodulation current consist of a component dependent on the admittance $\hat{Y}_\Omega$ and a component affected by control signals of levels V_1 , V_2 , and effective elastic stiffness γ in A_4 , which include the linear and non-linear elastic stiffness of 2nd, 3rd and 4th order.

• The formulae given above makes the selection of a suitable method for the measurement of the intermodulation signal magnitude possible.

• A measuring set schematically showing Fig. 5 contains generators in the part IM. The used generators are crystal controlled oscillators of 10 MHz with mistuning of ± 1 kHz and stability of the order $(10^{-6} \div 10^{-7})$ / day.

• Mixing circuit SO is a key part of the control signal block. It makes possible to increase the insertion loss of channel A with respect to generator approximately to 40 dB and the second harmonic rejection increases to ~ 85 dB. The forward direction insertion loss is approximately 1 dB.

• The mixing network consists of the crystal bandpass filters of central frequencies $f_A = 9.997,7$ kHz and $f_B = 10.002,3$ kHz symmetrical with respect to the nominal frequency 10 MHz. Insertion loss characteristic of realised mixing circuit are in Fig. 6.

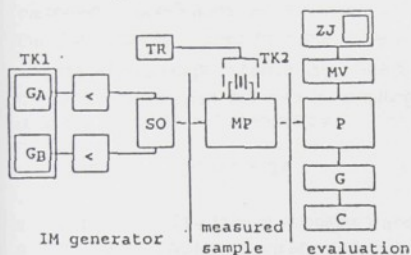


Fig. 5: Measurements of IM products

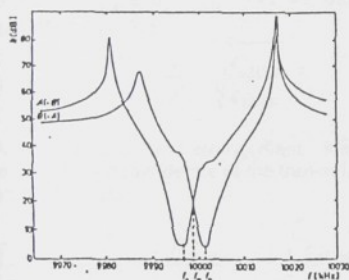


Fig. 6: Measured insertion loss characteristic of mixing circuit.

Evaluation part consist of commercial set with measuring transmitter, generator and measuring receiver.

The measured values $V_L = -98$ dB and $C_{6666}^D = 76 \times 10^{-11}$ Nm⁻² ($V_g = 4,5$ dB, $\Delta f = \pm 1$ kHz, $f_N = 9.995,35$ kHz, $R_L = 135 \Omega$) are valid for the AT-cut quartz resonator of 10 MHz.

4. PIEZOELECTRIC SUBSTRATE SUBJECTED TO ELECTROSTATIC FIELD

The effect of a strong electroelastic field acting simultaneously with a small varying field was studied for the first time for GT - cut quartz resonators at the TU Liberec in 1961. The resulting effect was termed by Hruska as a polarisation effect (Ref. 7 and other papers). In a later work (Ref. 4).

• The effect of a strong electrostatic or slowly varying electric field acting on a piezoelectric cut vibrating near its resonance was described with the aid of a change of elastic modules. The elastic modules c_{LMCD}^E change on the value of c_{LMCD}^* and

piezoelectric modules e_{LMN}^* change on e_{LMN}^* , and, are expressed by these relations

$$c_{LMCD}^* = c_{LMCD}^E \left(1 + \frac{e_{NLMCD}}{c_{LMCD}^E} \phi_{,N} \right) \quad (17)$$

and

$$e_{NLM}^* = e_{NLM}^E \left(1 - \frac{1}{2} \frac{H_{NALM}}{e_{NLM}} \phi_{,A} \right) \quad (18)$$

The symbol c_{LMCD}^E was used for the components of the second order linear elastic modules measured at constant thermodynamic electric field strength. The symbol ϕ is the potential related to

the electric field components by $\mathcal{E}_N = -\phi_{,N}$

and H_{NALM} are components of the electrostriction coefficient. Due to the fact that elastic modules c_{LMCD}^* and piezoelectric modules e_{NLM}^* are linear functions of the electric field $\mathcal{E}_N$, the above mentioned module will change by the activity of the electric field, and the amplitude of the change will be a linear function of the field.

Let us assume a thin piezoelectric plate with orthogonal co-ordinate system as in Fig. 7.

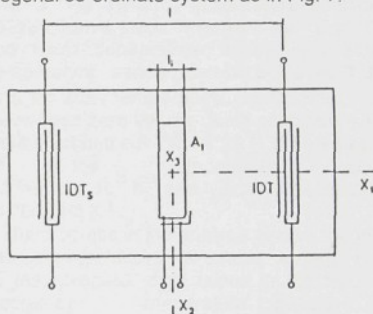


Fig. 7: Control electrodes on piezoelectric plate

Two interdigital transducers IDTs and TDT are on its surface, in the x_1, x_2 - plane. An important part of the arrangement is that there is a pair of electrodes A_1, A_1' deposited both on top and the bottom plate surfaces between the interdigital transducers. These electrodes create an electric field in the plate volume. The field results in a change of the elastic module in the plate between electrodes A_1, A_1' from the value c_{LMCD} to c_{LMCD}^* . Also due to the piezoelectric effect, the length l_i is changed by Δl_i . The relative length change can be given by the relation

$$\frac{\Delta l_i}{l_i} = d_{311}^* E_3 \quad (19)$$

where d_{CAB}^* are the components of tensor of piezoelectric coefficients. As a consequence of the SAW velocity change from the value v to v' and the relative length change Δl_i , the time τ for SAW transmission between transmitting and receiving transducers is changed by

$$\tau' = \tau + \Delta \tau_i \quad (20)$$

where $\tau = 1/v$. The ratio of velocities v and v' is a complicated function of linear and non-linear elastic modules c_{LMCD}^* , c_{LMCD}^* and piezoelectric modules e_{NLM} and e_{NLM}^* . Let us assume the simplified equation

$$\frac{v}{v'} = \sqrt{\frac{c_{LMCD}^*}{c_{LMCD}^*}} \quad (21)$$

After substitution and arrangement, it is possible to obtain the dependence of the transmission time on electric field

$$\frac{\Delta \tau_i}{\tau_i} = d_{CAB} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{R_{CDAB}}{d_{CAB}} \phi_c - \frac{1}{2} \frac{e_{NLMCD}}{c_{LMCD}^*} \right) \quad (22)$$

where R_{CDAB} are the electrostriction coefficients.

Using the DC or slowly varying voltage $u = \phi_c$, it makes the possibility to change the SAW time transmission continuously. In principle, an A/D converter of linear dependence of time delay on control voltage with large stability can be realised.

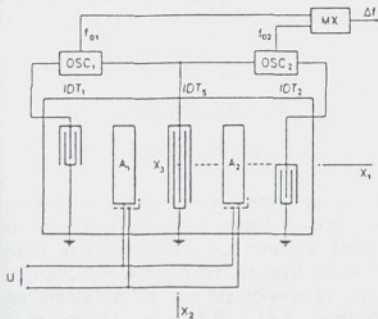


Fig. 8 An SAW sensor with two delay lines and two mistuned oscillators

5. TEMPERATURE DEPENDENCE OF RESONANT FREQUENCY

The behaviour of resonators submitted to temperature variations described by means of thermal expansion coefficients and temperature coefficients of the elastic constants. The non-linear elastic constants combined with the fundamental temperature derivatives coefficients are necessary for describing nonuniformly heated resonators. In this case, the temperature gradients induce thermal stresses and strains which, in addition to thermal expansion and temperature dependence of the fundamental elastic constants, contribute to the frequency shifts by non-linear elastic effects (Ref. 3):

$$\frac{f - f_0}{f_0} = T f^{(1)} (T - T_0) + T f^{(2)} (T - T_0)^2 + T f^{(3)} (T - T_0)^3 + \tilde{a} \frac{dT}{dt} \quad (23)$$

$T f^{(1)}$, $T f^{(2)}$, $T f^{(3)}$ represent the 1st, 2nd and 3rd order static temperature coefficients of frequency, and $\tilde{a}$ the dynamic temperature coefficient. It follows from a static case from the Eqn. (23) that the linear dependence, which is useful for a temperature sensor, can be achieved if the 2nd and 3rd order temperature coefficients and $\tilde{a}$ have been zero values. Such condition is valid for double rotated cut YXbl $8^\circ 26' / 13^\circ$ noted as LC cut, of the temperature coefficient $T f^{(1)} = 4.79 \times 10^{-5} K^{-1}$ and typically frequency change fo 1000 Hz K^{-1} .

The progress in the analysis and in the design of the strip resonators will enable a large reduction of the resonator dimensions in the field of the frequency - temperature sensitive quartz resonators. The reduction of the strip resonator in dimensions is accompanied by the elastic coupling of the thickness-shear vibration with other modes. Considering these effects, we investigate the influence of the thickness - length flexure, width-shear and width-length flexure modes of vibration. The rotated Y-cut and LC-cut quartz strip resonators are selected as a suitable temperature - sensitive sensors. The aim of the theoretical consideration is to optimise the dimensions and the orientations of the strip to determine the parameters leading to the minimum impact of the coupled modes, high temperature coefficient and the smooth curve expressing the frequency-temperature characteristic in the given temperature range.

The linear elastic equations for small vibrations superimposed on the thermal induced deformation by steady state and uniform temperature changes were used by the derivation

of the resonant frequency -temperature characteristic of strip resonators (Ref.6). The thermally biased homogenous strain was included in the constitutive equations by means of the thermal expansions coefficients and thermally dependent elastic stiffness. The incremental one dimensional equations of motion are solved for the modes of vibration in the strip width. The description of the vibrations of the strip was done by including the fundamental thickness-shear mode vibration and expanding the mechanical displacement and electric potential in series of trigonometric functions of the width co-ordinate. The incremental equations of motion were solved by neglecting the piezoelectric effect for the traction-free ends of the strip. Considering the equations for the displacement, many procedures provide the linear homogenous equation in the amplitude A_{mr}

$$(g_{mn})(\gamma_{mr} \cdot A_{4r}) = 0, \quad m, n = 1, 2, 3, 4 \quad (24)$$

where g_{mn} is γ_{mr} , is an amplitude ratio, $r = 1, 2, 3, 4$. The nontrivial solution of Eqn. (24) is obtained, when the determinant of the coefficient g_{mn} vanishes, i.e. when

$$|g_{mn}| = 0 \quad (25)$$

The roots of the transcendental Eqn.(25) enable to determine the normalised frequency Ω vs dimensions ratio of the strip resonator read

$$\Omega = \omega \left(\frac{\pi}{2b} \sqrt{\frac{C_{1212}}{\rho}} \right)^{-1} \quad (26)$$

The frequency - temperature coefficients $Tf^{(1)}, Tf^{(2)}, Tf^{(3)}$ can be found from the obtained frequency - temperature dependence.

The experimental investigation showed, that for frequency $f_0 = 4.197$ MHz the coefficients are

$$Tf^{(1)} = 58,914 \cdot 10^{-6} K^{-1},$$

$$Tf^{(2)} = 65,032 \cdot 10^{-9} K^{-2},$$

$$Tf^{(3)} = 87,67 \cdot 10^{-12} K^{-3}.$$

The optimal size of the frequency - temperature sensor in the form of a small quartz strip resonator was determined for one orientation of the strip and the width/thickness ratio $c/b = 3.1$. For the orientation $YXl_{5,5}$, the optimal l/b ratios (length/thickness) are 15,9, 19,5 and 20,9. $YXl_{5,3}$ -cut strip have the largest first order temperature coefficient $Tf^{(1)}$ and k_{26} . The coefficients of the 2nd and 3rd order are

$$Tf^{(2)} = 82,18 \cdot 10^{-6} K^{-2} \text{ and}$$

$$Tf^{(3)} = -126,00 \cdot 10^{-12} K^{-3}.$$

6.CONCLUSION

The phenomena of the non-linear behaviour of the quartz resonators is topical because the influences of the non-linearities have a large significance for the applications of resonators both in the oscillators and in the sensors.

This behaviour is described rather by effective constants with 2nd, 3rd and 4th order fundamental constants. The theoretical and experimental evaluation of some fundamental constants of 3rd and 4th order was realised (after more years) mainly for quartz.

ACKNOWLEDGEMENT

A part of this work was supported by a Grant (Code VS96006) of Ministry of Education of Czech Republic.

REFERENCES

1. J.Zelenka: Piezoelectric Resonators and their Applications. Academia Prague, Elsevier Amsterdam 1986
2. H.F.Tiersten: Non-linear electro-elastic equations cubic in the small field variables. J.Acou.Soc.Am.57,3, (1975),pp.667-681.
3. J.J.Gagnepain: Non-linear constants and their significance. Proc. 41st AFCS,1987,pp. 266-276.
4. J.Nosek: Highly precise and stable sensors with surface acoustic wave. Proc. 15th Int.Congress on Acoustics ICA 95, Trondheim,Norway,26-30 June 1995,Vol.1,pp.397-400.
5. J.Nosek: Intermodulation products of quartz resonators and their measurement. Proc. 9th European Frequency and Time Forum EFTF 95, Besancon, France, 8-10 March 1995,pp. 447-449.
6. J.Nosek and J.Zelenka: Quartz strip resonator as a temperature sensor for mechatronics. Proc. 3rd Int. Conference MECHATRONICS 96 and M2VIP 96, Guimaraes, Portugal,18-20 September 1996, pp.233-237.
7. K.Hruska: On the linear polarizing effect with α quartz AT plates. IEEE Trans.Son.Ultrason. SU-28,p.108,1981.

mechatronics '96

*The 5th UK Mechatronics Forum
International Conference*

with

MAVIP '96

*The 3rd International
Conference on Mechatronics and Machine
Vision in Practice*

Universidade do Minho,
Guimarães, Portugal

18-20 September 1996



QUARTZ STRIP RESONATOR AS A TEMPERATURE SENSOR FOR MECHATRONICS

Asoc. Prof. J. Nosek, MSc, PhD.

Prof. J. Zelenka, MSc, DrSc.

Department of Electrical Engineering and Electromechanical Systems,
Technical University in Liberec, Liberec, Czech Republic
e-mail: jaroslav.nosek@vslib.cz, jiri.zelenka@vslib.cz

ABSTRACT

The optimal size and orientation of the frequency-temperature sensor in the form of a small quartz strip resonator is determined on the basis of analysis of the coupled thickness-shear, thickness-length flexure, width-shear and width-length flexure vibration of the strip. $YXl_{20.03^\circ}$ orientation of the strip is considered and the resonant frequency temperature coefficients are computed and compared with the measured ones on the circular plates of the same orientation.

1 INTRODUCTION

Quartz resonators have been used as the very sensitive sensors for the accurate measurement of the temperature of the solids with the temperature steady state for more than thirty years [1]. The magnitude of the temperature, or the temperature change is determined from the magnitude or the change of the resonant frequency of a quartz resonator placed at the measured space. The resonators with the linear resonant frequency temperature characteristic in the large temperature range are especially suitable for this measurement. The resonator has the shape of the circular or square plate with the diameter or the edge from 6 to 14 mm. The progress in the analysis and the design of the quartz strip resonators [2], [3] will enable a great reduction of the resonator dimensions in the field of the frequency-temperature sensitive quartz resonators.

In the paper, the strip resonator is a rectangular piezoelectric resonator with the width much smaller than the length in which the thickness-shear vibrations are utilized. The great reduction of the strip resonator width dimension is accompanied with

the elastic coupling of the thickness-shear vibration with other modes. Considering these effects we investigate the influence of the thickness-length flexure, width-shear and width-length flexure modes of vibration. The rotated Y-cut and LC-cut quartz strip resonator are selected as a suitable temperature-sensitive resonators. The aim of the theoretical consideration given in the paper is to optimise the dimensions and the orientation of the strip to determine the parameters leading to the minimal influence of the coupled modes, high temperature coefficient and the smooth curve expressing the frequency-temperature characteristic in the given temperature range (for instance from -50°C to 100°C).

2 PROCEDURE OF THE SOLVING

The procedure described in [3] was applied by the analysis of the vibration and the design of the temperature-sensitive strip resonator. The linear elastic equations for small vibrations superimposed on the thermal induced deformation by steady state and uniform temperature changes were used by the derivation of the resonant frequency temperature characteristics of strip resona-

tors. The thermally biased homogenous strain was included to the constitutive equations by means of the thermal expansions coefficients β_{ij} and thermally dependent elastic stiffnesses D_{ijkl}

$$\beta_{ij} = \delta_{ij} + \alpha_{ij}^{\ominus},$$

$$\alpha_{ij}^{\ominus} = \alpha_{ij}^{(1)}\Theta + \alpha_{ij}^{(2)}\Theta^2 + \alpha_{ij}^{(3)}\Theta^3,$$

$$D_{ijkl} = C_{ijkl} + D_{ijkl}^{(1)}\Theta + D_{ijkl}^{(2)}\Theta^2 + D_{ijkl}^{(3)}\Theta^3,$$

$$D_{ijkl}^{(r)} = \frac{1}{r!} C_{ijkl}^{(r)} + C_{ijklmn} \alpha_{mn}^{\ominus},$$

where δ_{ij} is Kronecker delta, $\alpha_{ij}^{(n)}$ are n -th order thermal expansion coefficients (given by Kosinski, Gualtieri and Ballato [4]), Θ is the temperature change $\Theta = T - T_0$ and the temperature $T_0 = 25^\circ\text{C}$, C_{ijkl} and C_{ijklmn} are the second and third order elastic stiffness of quartz while $C_{ijkl}^{(1)}$, $C_{ijkl}^{(2)}$ and $C_{ijkl}^{(3)}$ are the first temperature derivatives, second and third effective derivatives of elastic stiffnesses (given by Lee and Yong [5]), respectively.

The incremental one dimensional equations of motion for the modes of vibration in the strip width and for frequencies up to and including the fundamental thickness-shear by expanding of the mechanical displacements and electric potential in serie of trigonometric functions of the width coordinate derived by Lee and Wang [2] were used for the description of the vibration of the strip.

Let the thickness of the strip $2b$ is parallel with the x_2 axis, the length $2l$ is parallel with the x_1 axis, the width $2c$ is parallel with the x_3 axis and the x_1 axis is identical with the X axis of the ortogonzal system of axis of quartz. Then the governing incremental equation on stresses T_λ and electrical displacement D_i are

$$\beta_{22}(T_{6,1}^{(00)} + \frac{1}{c}F_4^{(00)}) = \frac{4}{\kappa_2} \rho(1 + R)\ddot{u}_2^{(00)},$$

$$\beta_{33}(T_{5,1}^{(00)} + \frac{1}{c}F_3^{(00)}) = \frac{4}{\kappa_2} \rho(1 + R)\ddot{u}_3^{(00)},$$

$$\begin{aligned} \beta_{11}(T_{1,1}^{(01)} - \frac{\pi}{2c}\bar{T}_5^{(01)} + \frac{1}{c}F_5^{(01)}) = \\ = 2\rho(1 + R)\ddot{u}_1^{(01)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \beta_{11}(T_{1,1}^{(10)} - \frac{\kappa_1}{b}T_6^{(00)} + \frac{1}{c}F_5^{(10)}) = \\ = 2\rho(1 + 2R)\ddot{u}_1^{(10)}, \end{aligned}$$

$$D_{1,1}^{(01)} - \frac{\pi}{2c}\bar{D}_3^{(01)} + \frac{1}{c}\dot{D}_3^{(01)} = 0,$$

$$D_{1,1}^{(10)} - \frac{\kappa_1}{b}\bar{D}_2^{(00)} + \frac{1}{c}\dot{D}_3^{(10)} + \frac{1}{b}D^{(10)} = 0, \quad (1)$$

where the correction factors κ_i are given by the relations

$$\kappa_1 = \frac{\pi}{\sqrt{8}} \quad \text{and} \quad \kappa_2 = v\sqrt{\frac{\rho}{C_{1212}}},$$

ρ is the mass density of quartz ($\rho = 2649 \text{ kg m}^{-3}$), R is a mass loading given by the relation

$$R = \frac{\rho^* b^*}{\rho b},$$

ρ^* is the mass density of electrodes, b^* is the thickness of electrode on one side of the strip, v is the phase velocity of the surface waves. The surface loading $F_i^{(ns)}$ and electrical displacement $\bar{D}_3^{(ns)}$ are defined by

$$F_i^{(ns)} = T_i^{(n)}(c) - (-1)^s T_i^{(n)}(-c),$$

$$\bar{D}_3^{(ns)} = D_3^{(n)}(c) - (-1)^s D_3^{(n)}(-c).$$

The incremental equations of motion were solved by the neglecting of the piezoelectric effect ($\epsilon_{i\lambda} = 0$, $\phi^{(01)} = \phi^{(10)} = 0$) for the traction-free ends of the strip that required (at $x_1 = l$)

$$T_1^{(01)} = T_1^{(10)} = T_5^{(00)} = T_6^{(00)} = 0. \quad (2)$$

The elastic stress components $T_\lambda^{(ab)}$ are function of the displacement $u_i^{(ns)}$ and are given by the relations

$$T_1^{(01)} = 2\bar{D}_{1111}u_{1,1}^{(01)},$$

$$T_1^{(10)} = 2\bar{D}_{1111}u_{1,1}^{(10)},$$

$$\begin{aligned} T_5^{(00)} = 4[D_{1313}(\beta_{33}u_{3,1}^{(00)} + \frac{\kappa_1}{c}\beta_{11}u_1^{(01)}) + \\ + D_{1312}(\beta_{22}u_{2,1}^{(00)} + \frac{\kappa_1}{b}\beta_{11}u_1^{(10)})], \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T_6^{(00)} = 4[D_{1312}(\beta_{33}u_{3,1}^{(00)} + \frac{\kappa_1}{c}\beta_{11}u_1^{(01)}) + \\ + D_{1212}(\beta_{22}u_{2,1}^{(00)} + \frac{\kappa_1}{b}\beta_{11}u_1^{(10)})] \quad (3) \end{aligned}$$

where

$$\bar{D}_{ppqq} = D_{ppqq} - \frac{D_{pp22}D_{22qq}}{D_{2222}} \quad p, q = 1, 3$$

$$\bar{D}_{1123} = D_{1123} - \frac{D_{1122}D_{2223}}{D_{2222}}$$

$$\bar{D}_{2323} = D_{2323} - \frac{D_{2223}^2}{D_{2222}}$$

$$\bar{D}_{1111} = \bar{D}_{1111} - \frac{\bar{D}_{1123}^2}{\bar{D}_{2323}} - \frac{\bar{D}_{1133}^2}{\bar{D}_{2222}}$$

Consider the following displacement as a solution of the differential equations (1)

$$\begin{aligned} u_1^{(01)} &= A_1 \cos \xi x_1 e^{i\omega t}, \\ u_1^{(10)} &= A_2 \cos \xi x_1 e^{i\omega t}, \\ u_2^{(00)} &= A_3 \sin \xi x_1 e^{i\omega t}, \\ u_3^{(01)} &= A_4 \sin \xi x_1 e^{i\omega t}. \end{aligned} \quad (4)$$

The substitution of (4) into (1) provides the linear homogenous equation in A_m

$$(a_{mn})(A_m) = 0 \quad m, n = 1, 2, 3, 4, \quad (5)$$

which yields nontrivial solution when the determinant of the coefficient vanishes i.e. when

$$|a_{mn}| = 0. \quad (6)$$

The equation (6) is fourth order in ω^2 . Hence for a given ω or normalized frequency Ω

$$\Omega = \left(\frac{\pi}{2b} \sqrt{\frac{C_{1212}}{\rho}} \right)^{-1} \quad (7)$$

there are four wave numbers ξ_r , each of which yields amplitude ratio $\gamma_{mr} = A_{mr}/A_{4r}$ ($r = 1, 2, 3, 4$) when substituted in any three of the four equations (5).

All four solutions (4) of the differential equations (1) are required in order to satisfy the boundary condition (2). Hence we take

$$u_1^{(01)} = \sum_{r=1}^4 A_{1r} \cos \xi_r x_1 e^{i\omega t},$$

$$u_1^{(10)} = \sum_{r=1}^4 A_{2r} \cos \xi_r x_1 e^{i\omega t},$$

$$u_2^{(00)} = \sum_{r=1}^4 A_{3r} \sin \xi_r x_1 e^{i\omega t},$$

$$u_3^{(01)} = \sum_{r=1}^4 A_{4r} \sin \xi_r x_1 e^{i\omega t}. \quad (8)$$

as a solution of our problem. Substituting from (8) into (3) and from (3) into (2), we obtain four equations

$$(g_{mn})(\gamma_{mr}A_{4r}) = 0, \quad (9)$$

which yield the nontrivial solution when

$$|g_{mn}| = 0. \quad (10)$$

The roots of the transcendental equation (10) enable to determine the Ω vs. ξ relation of the strip resonator.

3 OPTIMAL SIZE AND ORIENTATION OF STRIP

The frequency spectrum of the coupled thickness-shear (TSh), thickness-length flexure (TLF), width-shear (WSh) and width-length flexure (WLF) vibrations given as a function of the normalized frequency Ω and the length to thickness ratio (l/b) of the strip for the given width to thickness ratio (c/b) can be calculated from the equations (6) and (10). The calculated frequency spectrum of the strip with the orientation $YXl_{22.03^\circ}$ is given in Figure 1 for two ratios c/b (2.5 and 3.1) and l/b in the range from 15 to 23 and in Figure 2 for the orientation $YXl_{5.5^\circ}$ and $c/b = 3.1$. From Figure 1b it is clear that the thickness shear vibration without collision with any other type of vibration in the large temperature range can be obtained only in the marked regions.

The deposition of conducting electrodes causes the mass-loading of the strip surface and it shifts the frequency spectrum. The influence of the mass-loading on the frequency spectrum of the strip follows from the comparison of Figure 1b and Figure 3.

The frequency-temperature characteristic of the piezoelectric resonators is usually expressed by the relation

$$f = f_0[1 + Tf^{(1)}\Theta + Tf^{(2)}\Theta^2 + Tf^{(3)}\Theta^3], \quad (11)$$

where f and f_0 are the resonant frequencies at the temperatures T and T_0 respectively, $\Theta = T - T_0$ and $Tf^{(n)}$ are n -th order temperature coefficients of frequency.

Two orientation of the strip resonator in the range of rotated Y-cuts are suitable for the consideration. The first is $YXl_{5.5^\circ}$, the second $YXl_{22.03^\circ}$. The resonator of the cut $YXl_{5.5^\circ}$ and have the highest coefficient of the electromechanical coupling k_{26} will have the lowest series resistance in the resonant frequency. But they are not suitable for the manufacturing using etching technology. The resonator of the cut $YXl_{22.03^\circ}$ have the lowest resonant frequency temperature coefficient $Tf^{(3)}$. They are more suitable for the application of the etching technology of the manufacturing.

The frequency-temperature dependence of the considered strip resonator can be obtained when D_{ijkl} and β_{ij} are computed for the chosen temperature and substituted in the equations (6) and (10). The frequency temperature coefficients $Tf^{(1)}$, $Tf^{(2)}$ and $Tf^{(3)}$ than can be found from the obtained frequency-temperature dependence.

The computed resonant frequency temperature coefficients of the strip with the orientation $YXl_{22.03^\circ}$ and suitable c/b and l/b ratio are given in Table 1. The computed frequency temperature coefficients were compared with the temperature coefficients measured by Suchanek [6] on the circular quartz resonators with the orientation $YXl_{22.03^\circ}$ and with the diameter $2d = 8.95$ mm and the thickness of the plate $2b = 0.407$ mm. The ratio of dimensions of the resonator was $d/b = 21.99$ and the diameter of electrodes was $2d_e = 6$ mm. The results of the measurement were $f_0 = 4.197$ MHz, $Tf^{(1)} = 58.914 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$, $Tf^{(2)} = 5.032 \times 10^{-9} \text{ K}^{-2}$, $Tf^{(3)} = 87.67 \times 10^{-12} \text{ K}^{-3}$. The measured and computed values $Tf^{(1)}$ and $Tf^{(2)}$ are in a good agreement when we consider the increasing of these temperature coefficients with the reduction of the width of the strip.

4 CONCLUSION

The optimal size of the frequency-temperature sensor in the form of a small quartz strip resonator was determined for two orientation of the strip and the ratio $c/b = 3.1$. For the orientation $YXl_{5.5^\circ}$ the optimal l/b ratios are 15.9, 19.5 and 20.9. The resonant frequency-temperature coefficient $Tf^{(1)}$ is approximately $91 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$. For the orientation $YXl_{22.03^\circ}$ the optimal l/b ratios are 16.3, 17.8 and 19.5. The resonant frequency-temperature coefficient $Tf^{(1)}$ can be obtained $65 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Grant Agency of the Czech Republic, Contract No. 102/94/1571.

REFERENCES

- [1] Hammond, D. L., Adams, Ch. A. and Schmidt, P. *A linear quartz crystal temperature-sensing element*, ISA Trans. Vol. 4, pp 349-354, 1965.
- [2] Lee, P.C.Y. and Wang, Ji. *Vibrations of AT-cut quartz strips of narrow width and finite length*, Proc. 46th Ann. Freq. Control Symposium, pp , USA, 1992.
- [3] Zelenka, J. and Lee, P.C.Y. *Frequency temperature characteristics of the x-length strip resonators of AT-cut quartz*, Proc. IEEE Freq. Control Symposium, pp. 523-526, Salt Lake City, USA, 1993.
- [4] Kosinski, J.A., Gualtieri, J.G. and Ballato A. *Thermoelastic coefficients of alpha quartz*, IEEE Trans. Son. Ultrason. Freq. Control, Vol. 39, No. 4, pp 502-507, 1992.
- [5] Lee, P.C.Y. and Yong, Y.K. *Frequency-temperature behavior of thickness vibrations of doubly rotated quartz plates affected by plate dimensions and orientations*, J. Appl. Phys., Vol. 60, No. 7, pp 2327-2342, 1986.
- [6] Suchanek, J. *Private communication*, 1996.

Table 1. Computed resonant frequency temperature coefficients of strip resonators with the orientation $YXl_{22.03}$ for two ratios c/b and $R = 0.0$.

l/b	$T_f^{(1)}$ [10^{-6} K^{-1}]	$T_f^{(2)}$ [10^{-9} K^{-2}]	$T_f^{(3)}$ [10^{-12} K^{-3}]
$c/b = 2.5$			
15.80	69.59081	75.62437	- 7.91600
16.30	68.91214	74.53925	- 28.30886
17.80	69.26160	91.71469	- 20.08558
19.50	69.71257	84.14157	-137.89814
$c/b = 3.1$			
16.30	65.00345	69.59160	4.41066
17.80	65.57011	71.27880	6.84266
19.50	65.95079	71.71040	9.48266

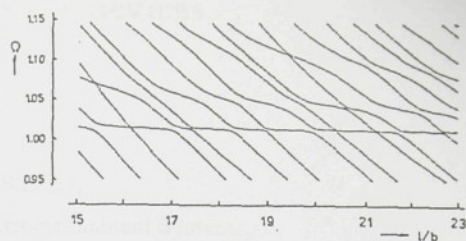


Figure 2. Frequency spectrum of the coupled vibrations of the quartz strip resonator with the orientation $YXl_{5.5}$ and $R = 0.0$ for $c/b = 3.1$.

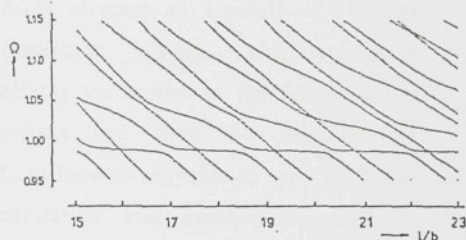
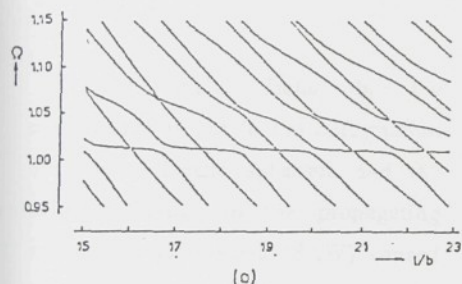


Figure 3. Frequency spectrum of the coupled vibrations of the quartz strip resonator with the orientation $YXl_{22.03}$ and $R = 0.02$ for $c/b = 3.1$.

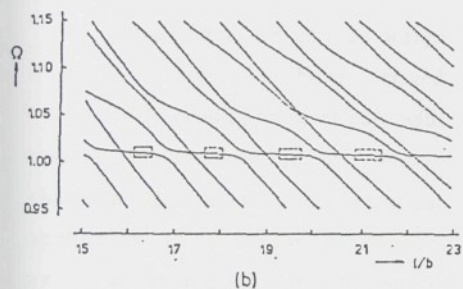


Figure 1. Frequency spectrum of the coupled vibrations of the quartz strip resonator with the orientation $YXl_{22.03}$ and $R = 0.0$. (a) for $c/b = 2.5$, (b) for $c/b = 3.1$.

Some second-order effects in SAW devices

Jaroslav Nosek

Technical University of Liberec,

Faculty of Mechatronics and Interdisciplinary Studies,

Department of Electrical Engineering and Electromechanical Systems,

Hálkova 6, CZ 461 17 Liberec 1, Czech Republic

E-mail: jaroslav.nosek@vslib.cz

ABSTRACT

The main focus in the contribution is put to the deformation of a piezoelectric substrate and the velocity change of the propagating surface acoustic wave (SAW) caused by a strong electric field.

These effects are used to design a SAW sensor. We have derived equations describing these effects with respect to electrostatic or slowly changing electric field. A practical application in a sensor utilises an analog variable input signal to control the output signal frequency.

INTRODUCTION

It has been shown in Ref.1, that characteristics of a real SAW element differ from characteristics of ideal

SAW element as a result of a lot of disturbing effects. Usually, these effects are known as the second order effects and they are due to the transducer arrangement, way of SAW excitation and conditions of SAW propagation. The most important second order effects are

- difference of directions of group and phase velocity
- SAW diffraction
- reflection of SAW from transducer finger edges
- SAW waveform distortion during its propagation at the apodized transducer
- BAW excitation both in the transducer and reflector
- SAW attenuation, and other effects.

In order to improve real SAW element characteristic we try to reduce

all these effects by suitable precautions. However, there is a group of effects of no less importance as for their results that needs a deeper study:

- non-linear effects due to the high amplitude SAW propagation
- influence of SAW propagation by a strong electric field.

We study the second problem to applications in the electric field - frequency transducer working with extremal frequency stability.

PIEZOELECTRIC SUBSTRATE SUBJECTED TO ELECTRO- STATIC FIELD

The effects of a strong electrostatic or slowly varying electric field acting to a piezoelectric cut vibrating near its resonance was described with an aid of the change of elastic modules c_{LCMD}^E to the value $\dot{c}_{LCMD}^*$ and piezoelectric modules e_{LMN} to $\dot{e}_{LMN}^*$ by relations.

$$\dot{c}_{LCMD}^* = c_{LCMD}^E \left(1 - \frac{e_{NLMCD}}{C_{LCMD}^E} \Phi_{,N} \right) \quad (1)$$

$$\dot{e}_{NLM}^* = e_{NLM} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{|H_{NALM}|}{e_{NLM}} \Phi_{,A} \right) \quad (2)$$

where symbol c_{LMCD}^E was used for components of the second rank linear modules measured at constant thermodynamic electric field strength, Φ is potential related to the electric field components by $\xi_n = -\Phi_{,N}$ and H_{NALM} are components of the electrostriction coefficient. Due to the fact that elastic modules $\dot{c}_{LCMD}^*$ and piezoelectric modules $\dot{e}_{NLM}^*$ are linear functions of electric field ξ_N the above mentioned module will change by acting electric field and the amplitude of the change will be a linear function of the field.

TRANSMISSION TIME DELAY DUE TO ELECTRIC FIELD

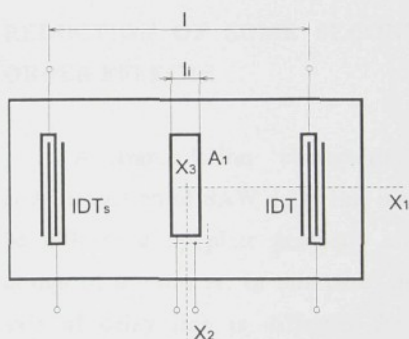


Figure 1: Arrangement of control electrodes on piezoelectric substrate with interdigital transducers IDTs and IDT

The field results in the change of elastic module in the plate volume between electrodes A_1, A_1 from the value c_{LCMD}^* to c_{LCMD} . Also due to the piezoelectric effect the length l_i is changed Δl_i . The relative length change can be given by the relation

$$\frac{\Delta l_i}{l_i} = d_{311}^* E_3 \quad (3)$$

where d_{CAB}^* are components of tensor of piezoelectric coefficients.

As a consequence of the SAW velocity change from the value v to v' and the relative length change Δl_i the time τ necessary for SAW transmission between transmitting and receiving transducers is changed by $\Delta \tau_i$:

$$\tau' = \tau + \Delta \tau_i \quad (4)$$

where $\tau = l/v$. The ration of velocities v and v' is a complicated function of linear and non-linear elastic module c_{LCMD}^* and c_{LCMD} and piezoelectric module e_{NLM} to e_{NLM}^* .

• If we suppose for simplicity

$$\frac{v}{v'} = \sqrt{\frac{c_{LCMD}^*}{c_{LCMD}}} \quad (5)$$

after the substitution and arrangement it is possible to obtain the dependence of the transmission time on electric field

$$\frac{\Delta \tau_i}{\tau_i} = d_{ACB} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{R_{CDAB}}{d_{CAB}} \Phi_c - \frac{1}{2} \frac{e_{NLMCD}}{c_{LCMD}^*} \right) \quad (6)$$

Using the DC or slowly varying voltage $u = \Phi$ it makes possible to change continuously the SAW time transmission. In principle, an A/D converter of linear dependence of time delay on control voltage can be realised.

REDUCTION OF SOME SECOND ORDER EFFECTS

A transmission characteristic and attenuation of SAW delay line may be influenced by plate geometry and design of transducer. In this case, the axis of delay line is different from crystallographic axis. The difference is angle ϑ (Fig.2). The difference ϑ between energy flux direction and wave vector must be minimalized.

$$\gamma = \delta_v \cdot \vartheta + \delta_n \cdot \mu \quad ,$$

where δ_v and δ_n are the substrate material constants. The optimum choice of plate orientation and direction of SAW propagation may be obtained by

- minimisation of temperature dependence of SAW propagation
- maximisation getting coefficient of the electromechanical coupling bulk waves suppression.

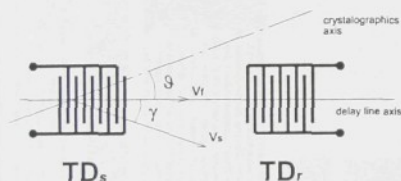


Fig. 2. Plane geometry and design of transducer

With respect to our possibility of getting a sample of substrate and **with respect to minimal temperature dependence of phases velocity**, we decided to use ST-cut quartz plate with the orientation of $YX_{42^\circ 45'}$. For this orientation we suppose the SAW propagation in the X axis direction. In this direction the energy flux is parallel with wave-vector.

Phases velocity is $3,158 \text{ m.s}^{-1}$, relative change of phases velocity is $-0,058$, attenuation of delay line is $8,4 \text{ dB.cm}^{-1}$.

The delay line parameters are in good agreement with the theory in temperature range of tens K also for a grand number of transducer fingers.

CONCLUSIONS

Analog-digital converter working as an electric field sensor in configuration according to Fig. 3 was prepared on ST cut quartz. It can be used for DC voltages up to tens volts. It does not require any reference voltage source and operates with stable elements. Control voltage of 10 V produces frequency change of 12 Hz at resonant frequency of 30 MHz.

REFERENCES

1. Bálek, R., Košek, M., Taraba, O., Zelenka, J.: *Povrchové akustické vlny*. Academia, Praha 1986.
2. Nosek, J.: Highly precise and stable sensors with surface acoustic wave.

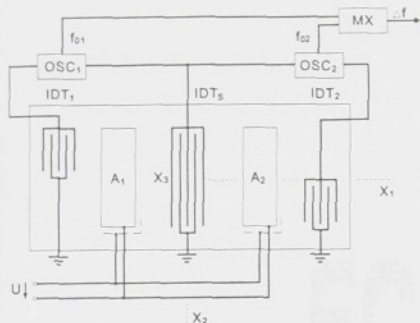


Figure 3: SAW sensor containing two delay lines and two mistuned oscillators

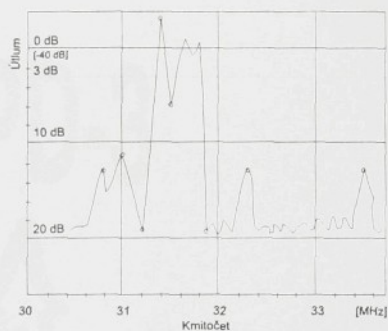


Figure 5: Transmission characteristic



Figure 4: Arrangement of a sample of SAW transducers

ECAPD-3



BLED

26.-29.8.1996

FESTIVAL HALL - CONVENTION CENTER

**3rd EUROPEAN CONFERENCE ON
APPLICATIONS OF POLAR DIELECTRICS
BLED, SLOVENIA**

QUARTZ STRIP RESONATOR AS A TEMPERATURE SENSOR

JAROSLAV NOSEK, JIŘÍ ZELENKA

Technical University in Liberec, Faculty of Mechatronics and
Interdisciplinary Studies, Hálkova 6, Liberec, Czech Republic

Abstract The optimal orientation and dimensions of X-length strip quartz resonator as a temperature sensor are found.

INTRODUCTION

The resonant frequency temperature dependence of quartz resonators has been utilised for the measurement of the temperature for a long time. The advantage of this method is a great sensitivity which makes possible to determine the temperature with the accuracy 10^3 K^{-1} . The disadvantage of the utilisation of the quartz resonator as a temperature sensor is relatively a long period of time necessary for the transmission of the heat between the measured object and the resonator. This time period depends on the volume of the resonator, thickness of an air gap between the resonator and its case and the heat conductivity of the wire leads of the resonator. The shorting of the time period requires the miniaturisation of the resonator and its case and a good exchange of the heat between the measured object and the resonator.

An optimal construction of the miniature resonator as a temperature sensor was described by Dinger¹. A small quartz tuning fork vibrated on the resonant frequency approximately 262 kHz is supported in the ceramic frame. The relatively big supporting of the tuning fork in the frame practically holds the resonator on the temperature of the ceramic case. The only disadvantage of this temperature sensor is its relatively low resonant frequency which limits accuracy of the measurement.

In the present paper the miniature quartz strip resonator vibrated in the

thickness shear mode at the resonant frequency in the range from 4 to 8 MHz is considered. The optimal orientation and size suitable for the manufacturing of the strip by means of an etching technology are derived.

ORIENTATION OF THE STRIP RESONATOR

Two types of quartz strip resonators have been described in literature. The rotated Y-cut quartz strip vibrated in the thickness-shear mode in the plane x_1x_2 has been considered in both case with x_1 axis identical with the principal X axis of a quartz. The first type of the strip resonator was reported originally by Zumsteg² and fully explained by a three-dimensional theory described by Milsom, Elliot, Terry-Wood and Redwood³. The orientation of the strip in the co-ordinate system is shown in Fig. 1a. The electrodes cover the full width but only the central region in the length of major faces. The strip is normally mounted rigidly at each end ($x_3 = \pm l$) on metal supports which also form the electrical connections to the pins.

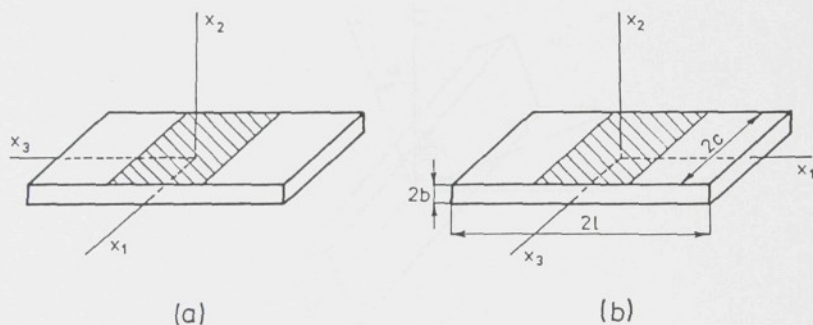


FIGURE 1 Two types of the rotated Y-cut quartz resonators

The second type of the resonator which will be considered in this paper is illustrated in Fig. 1b. The ends of the strip ($x_1 = \pm l$) are free and the resonator is supported in the points at $x_3 = \pm c$ and $x_2 = 0$. One-dimensional equations of motion by expanding the mechanical displacement in series of trigonometric functions of the width co-ordinate were used by Lee and Wang⁴ for the

description of the coupled vibrations of the strip. It was shown by Lee⁵ that for the small width of the strip the cut-off frequency of width-shear vibration is higher than the cut-off frequency of thickness-shear mode and it is sufficient to consider only the coupled thickness shear, thickness-length flexure, width-shear and width-length flexure modes by the description of the vibration of the strip when the width of the strip is small. When the piezoelectric constants e_{16} were neglected the displacement equations of motion for this coupled vibrations of the narrow strip were given by Zelenka and Lee⁶.

Three important parameters were considered by the selection of an optimal orientation of the strip in the orthogonal system of axis of a quartz:

- The admittance of the resonator has to be low as possible.
- The frequency-temperature characteristic in the considered temperature range has to be without local extremes and have high steepness.
- The possibility to apply the etching technology by the shaping of the strip.

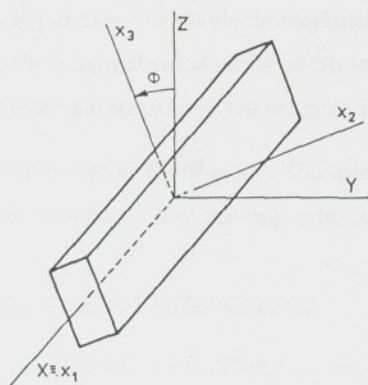


FIGURE 2 Rotated Y-cut quartz strip resonator in the orthogonal system of axis

The position of the strip in orthogonal system of axis of the quartz crystal is given in Fig. 2.. As it was shown by Tiersten⁶ the admittance of the quartz

resonator vibrated in the thickness-shear mode is proportional to the square of the electromechanical coefficient k_{26} and to the area of electrodes. It follows from Fig. 3 that k_{26} has the highest value for $\Phi = 5.3^\circ$ and decreases on a half

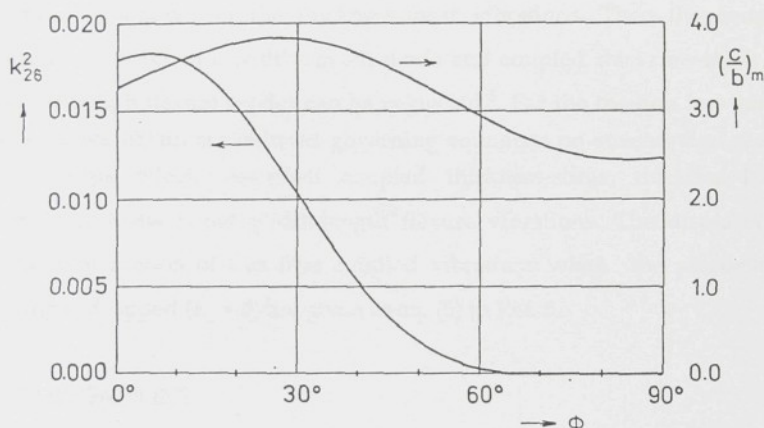


FIGURE 3 The dependence of the electromechanical coupling coefficient k_{26} and the maximal value of the width to thickness ratio $(c/b)_m$ of the strip resonator on the orientation angle.

of this highest value for $\Phi = -28^\circ$ or for $\Phi = 32^\circ$. The interval $-28^\circ < \Phi < 32^\circ$ is the possible range for the consideration of the strip orientation.

VIBRATIONS OF X-LENGTH STRIP RESONATORS

One-dimensional equations of motion for AT-cut quartz strip resonators with narrow width and finite length and for frequencies up to and including the fundamental thickness-shear have been derived by Lee and Wang⁴. The equations of motion are convenient for all rotated Y-cut quartz strip resonators. By the derivation of the one-dimensional equations was supposed, that the strip resonator has four free edges (at $x_1 = \pm l$ and $x_2 = \pm b$). For the strips with the

width to thickness ratio c/b smaller then

$$\frac{c}{b} < \left(\frac{c}{b}\right)_m = 2\sqrt{\frac{c_{83}}{c_{66}}} \quad (1)$$

$$c_{33}^* = c_{33} + \frac{c_{23}^2}{c_{22}}$$

is the cut-off frequency for anti-symmetric width-stretch vibrations higher then the cut-off frequency of the thickness-shear vibrations. Then the coupling between anti-symmetric width-stretch mode and coupled thickness-shear and thickness-length flexure modes can be neglected⁵. For the traction free surface at $x_2 = \pm b$ we obtain six reduced governing equations on stresses and electric displacements which described coupled thickness-shear, thickness-length flexure, width-shear and width-length flexure vibrations. The displacement equations of motion of this four coupled vibrations when the piezoelectric coupling is dropped ($e_{ip} = 0$) are given as eq. (6) in Ref. 5.

STRIP DIMENSIONS

The frequency spectrum of the strip resonator with the width to thickness ratio $c/b < (c/b)_m$ vibrated in coupled thickness-shear thickness-length flexure, width-shear and width-length flexure modes was computed from the equations of motion (eq. (6) Ref. 5) and the boundary conditions (eq. (13) Ref. 5) for the strip orientation in the range $-28^\circ < \Phi < 32^\circ$. The computed dependencies of the normalised frequency Ω (Ω is related to the resonant frequency of thickness-shear vibration of the infinite plate of thickness $2b$) as a function of the dimensions ratio l/b is given in Fig. 4 for $\Phi = 5.3^\circ$ and $\Phi = 22^\circ$ and mass loading $R = 0.0$. The influence of the temperature on the frequency spectrum is seen in Fig. 5 where the dependence Ω on l/b is given for the strip with the orientation $\Phi = 27.4^\circ$ and the temperatures $\Theta = -50^\circ \text{C}$ and $\Theta = 100^\circ \text{C}$. For the negative orientation angle Φ the frequency spectrum is denser and the strip with $\Phi < 0$ are therefore inconvenient for the construction of the temperature sensors.

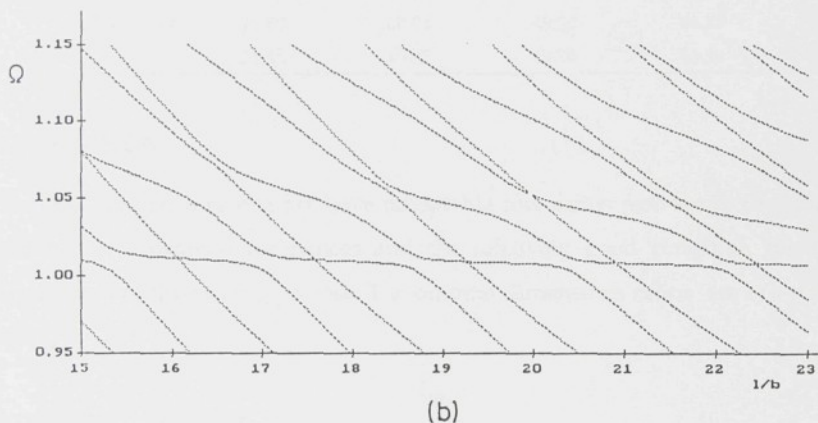
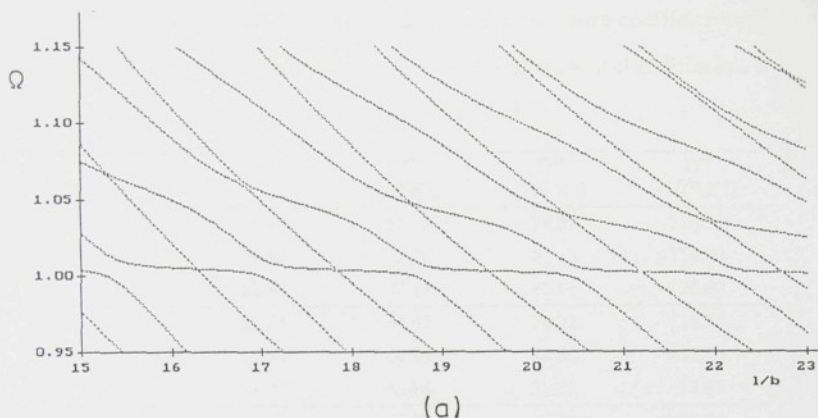


FIGURE 5 Frequency spectrum of $YXl_{27.4}$ -cut quartz strip resonator with traction free edge condition at $x_1 = \pm l$ and zero mass loading R for the temperatures: (a) $\Theta = -50^\circ\text{C}$, (b) $\Theta = 100^\circ\text{C}$.

$YXl_{5.3}$ -cut strips have the largest first order temperature coefficient $Tf^{(1)}$ and k_{26} . But they are not suitable for the application of the etching process. The strips with the orientation YXl_{22} have the smallest third order temperature coefficient $Tf^{(3)}$. $YXl_{27.4}$ -cut strips have the largest ratio $(c/b)_m$ but k_{26} is small.

TABLE 1 Computed resonant frequency temperature coefficients $Tf^{(n)}$ of YXl_ϕ -cut quartz strip resonators for $\Theta = 25^\circ\text{C}$ and the different Φ and dimensions ratio l/b .

Φ	c/b	l/b	$Tf^{(1)}$ [10^{-6} K^{-1}]	$Tf^{(2)}$ [10^{-9} K^{-2}]	$Tf^{(3)}$ [10^{-12} K^{-3}]
5.3	3.2	19.40	91.78	79.52	-126.30
		20.80	92.28	82.13	-114.40
		22.30	92.12	82.18	-126.00
22.0	3.4	17.74	64.62	70.22	11.34
		19.54	64.89	70.35	11.15
		21.00	65.14	71.56	13.63
		18.10	40.65	48.89	63.34
27.4	3.4	19.80	40.84	49.39	64.27
		21.45	40.97	49.74	64.59

CONCLUSION

The YXl_{22} -cut strip resonators have acceptable low series resistance, the small number of unwanted resonances and the relatively good condition for the application of the etching process. The optimal dimensions ratios are $c/b = 3.4$ and $l/b = 21.0$.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Grant Agency of Czech Republic, Contract No. 102/94/1571.

REFERENCES

1. R.J. Dinger, Proc. 36th AFCS, 265 (1982).
2. A.E. Zumsteg, and P. Suda, Proc. 30th AFCS, 196 (1976).
3. R.F. Milsom, D.T. Elliott, S. Terry-Wood, and M. Redwood, *IEEE Trans. Son. Ultrason*, **30**, 140 (1983).
4. P.C.Y. Lee, and Ji. Wang, Proc. 46th AFCS, (1992).
5. P.C. Y. Lee, Private communication from 1st April 1993.
6. J. Zelenka, and P.C.Y. Lee, Proc. 47th AFCS, 523 (1993).

NON-CONVENTIONAL PIEZOELECTRIC SENSORS USING RESONATORS WITH BULK- AND SURFACE ACOUSTIC WAVES

JAROSLAV NOSEK

Technical University in Liberec, Faculty of Mechatronics and Interdisciplinary
Studies, Hálkova 6, 461 17 Liberec, Czech Republic

Abstract Properties of piezoelectric sensors of temperature using bulk acoustic waves (BAW) are given in the form of short summary.

Further, an attention is devoted to a surface acoustic wave (SAW) sensors. Basic relations concerning the characterisation of the influence of electric field on the SAW propagation and the frequency of a resonator structure are discussed. The arrangement of new electric field sensor is presented.

INTRODUCTION

Electroelastic body of a defined shape exhibits a complicated spectrum of resonant frequencies related to corresponding types of vibration and their harmonics. Very detailed studies led to description with an aid of state equations, some works considered non-linear effects too. The goal of the most of applications is to get a suitable resonant frequency of high stability, e.g. with minimum influence of temperature, force or electric field on the resonant frequency. However, the detailed study allows to define also the modification of the piezoelectric resonator design that results in the measurable dependance of resonant frequency on a suitable acting quantity. Bulk acoustic wave (BAW) resonator and, in the last time, surface acoustic wave (SAW) resonator or delay lines becomes *sensig element* and, if electrical circuits for signal processing are added to it, a *sensor* is created. A sensor is a transducer that transform a mesurand quantity into an measurement value, in this case usually frequency. The term *digital sensor* is sometimes used, although we still have an analog change of the output with the mesurand. However, the frequency can be easily digitized by use of a counter with an appropriate time base. Quartz resonators have been used as the very sensitive sensors for the accurate measurement of the physical, chemical and biological quantities. The quartz choice as the resonator material is justified by its properties, first of all by the stability of electro-elastic parameters and by the well defined dependencies on acting fields.

TEMPERATURE SENSORS

The temperature dependance of resonant frequency of BAW quartz resonator is influenced by the type of vibration, resonator shape and, especially, by cut orientation. In the case of very often used resonators of the $YXl_{35^\circ 15' \pm 20^\circ}$ cut with thickness-shear vibrations, known as AT resonators, the temperature dependance of resonant frequency f_r exhibits a parabolic shape with its inflex point at temperature T in the range from 25° to 30° . As a result of the change of coupling between thickness-shear vibration of given order and other vibration of the limited dimensions plate, the shape of the $f_r(T)$ dependance changes when the plate orientation is changed. The temperature dependance of resonant frequency of piezoelectric resonator is usually modelled by first members of power series:

$$\frac{f_n - f_{n0}}{f_{n0}} = \frac{\Delta f_n}{f_{n0}} = \sum_{m=1}^3 T_{f_n}^{(m)} (T - T_0)^m, \quad (1)$$

where the symbols have following meaning

f_n resonant frequency at temperature T ,

f_{n0} resonant frequency at temperature T_0 ,

$T_{f_n}^{(m)}$ m -th order temperature coefficient of resonant frequency f_n .

For electronic applications, predominantly the control piezoelectric crystal units (PCU) of oscillators, usually cuts of small temperature dependence of resonant frequency f_r are searched, while for temperature sensors cuts of strong and preferentially linear temperature dependence $f_r(T)$ are asked for. It follows from equation (1) that the linear dependence can be achieved if the second and third order temperature coefficients, $T_{f_n}^{(2)}$ and $T_{f_n}^{(3)}$, have been zero values. Such condition is valid for double rotated cut $YXbl_{26^\circ 11'3''}$, noted as LC cut, of the temperature coefficients $T_{f_n}^{(1)} = 4.79 \times 10^{-5} K^{-1}$ and typical frequency change of $1000 \text{ Hz } K^{-1}$.

The progress in the analysis and the design of the *strip resonators* 2, 3 will enable a grate reduction of the resonator dimensions in the field of the frequency - temperature sensitive quartz resonators. The strip resonator is a rectangular piezoelectric resonator with the width much smaller then the length in which the thickness-shear vibrations are utilised. The reduction of the strip resonator in dimension is accompanied by the elastic

coupling of the thickness-shear vibration with other modes. Considering these effects we investigate the influence of the thickness-length flexure, width-shear and width-length flexure modes of vibration. The rotated Y-cut and LC-cut quartz strip resonator are selected as a suitable temperature - sensitive resonators. The aim of the theoretical consideration is the optimise the dimensions and the orientations of the strip to determine the parameters leading to the minimal influence of the coupled modes, high temperature coefficient and the smooth curve expressing the frequency-temperature characteristic in the given temperature range.

The linear elastic equations for small vibrations superimposed on the thermal induced deformation by steady state and uniform temperature changes were used by the derivation of the resonant frequency temperature characteristic of strip resonators 3. The thermally biased homogenous strain was included to the constitutive equations by means of the thermal expansions coefficients and thermally dependent elastic stiffnesses. The incremental one dimensional equations of motion for the modes of vibration in the strip width and for frequencies up to and including the fundamental thickness-shear by expanding of the mechanical displacement and electric potential in series of trigonometric functions of the width coordinate were used for the description of the vibration of the strip. The incremental equations of motion were solved by neglecting of the piezoelectric effect ($e_{i\lambda} = 0$, $\phi^{(01)} = \phi^{(10)} = 0$) for the traction-free ends of the strip. Consider the equations for displacement, many procedure provides the linear homogenous equation in A_m

$$(g_{mn})(\gamma_{mr} A_{4r}) = 0 \quad , \quad (2)$$

(where $\gamma_{mr} = A_{mr} / A_{4r}$ is amplitude ratio, $r = 1, 2, 3, 4$,

ξ_r are four wave numbers),

which yields nontrivial solution when the determinant of the coefficient vanishes, i.e. when

$$|g_{mn}| = 0 \quad , \quad (3)$$

The roots of the transcendental equation (3) enable to determine the normalized frequency Ω vs. relation ξ of the strip resonator. The frequency-temperature coefficients $Tf^{(1)}$, $Tf^{(2)}$ and $Tf^{(3)}$ can be found from the obtained frequency-temperature dependence.

The results of measurement were $f_0 = 4.197$ MHz,
 $Tf^{(1)} = 58.914 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$, $Tf^{(2)} = 65.032 \times 10^{-9} \text{ K}^{-2}$,
 $Tf^{(3)} = 87.67 \times 10^{-12} \text{ K}$.

The optimal size of the frequency - temperature sensor in the form of a small quartz strip resonator was determined for one orientation of the strip and the width/thickness ratio $c/b = 3.1$. For the orientation YXl_{35} , the optimal l/b ratios (length/thickness) are 15.9, 19.5 and 20.9. The resonant frequency-temperature coefficient $Tf^{(1)}$ is $91 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$.

SAW SENSOR OF ELECTRIC FIELD

The effect of a strong electrostatic or slowly varying electric field acting to a piezoelectric cut vibrating near the resonance was described in 4 with an aid of the change of elastic modulus c_{LCMD}^E to the value c_{LCMD}^* and piezomodulus e_{LMN} to e_{LMN}^* by relations

$$c_{LCMD}^* = c_{LCMD}^E \left(1 + \frac{e_{NLMCD}}{c_{LCMD}^E} \phi_{,N} \right) \quad (4)$$

$$e_{NLM}^* = e_{NLM} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{H_{NALM}}{e_{NLM}} \phi_{,A} \right), \quad (5)$$

where symbol c_{LCMD}^E was used for components of the second rank linear elastic modulus measured at constant thermodynamic electric field strength,

ϕ is potential related to the electric field components by $\xi_n = -\phi_{,N}$, H_{NALM} and R_{CDAB} are components of the electrostriction coefficients. Due to the fact that elastic modulus c_{LCMD}^* and piezoelectric modulus e_{NLM}^* are linear functions of electric field ξ_N , the above mentioned module will change by acting electric field and the amplitude of the change will be a linear function of the field.

Let us suppose a thin piezoelectric plate with orthogonal coordinate system as in Fig. 1.

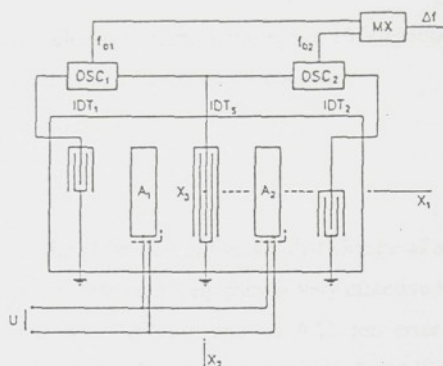


FIGURE 1 SAW sensor containing two delay lines and two mistuned oscillators

Set of interdigital transducers, one as a SAW transmittal IDT_3 and the other as a SAW receivers IDT_1 and IDT_2 , are on its surface. An important part of the arrangement there are pairs of electrodes A_1 and A_2 deposited both on top and bottom plate surfaces between the interdigital transducers. These electrodes create electric field in the plate volume. The field results in the change of elastic module in the plate volume between electrodes from the value c_{LMCD} to c_{LMCD}^* . Also due the piezoelectric effect the length l_i is changed by Δl_i . The relative length change can be given by the relation

$$\frac{\Delta l_i}{l_i} = d_{311}^* E_3, \quad (6)$$

where d_{CAB}^* are components of tensor of piezoelectric coefficients. As a consequence of SAW velocity change from the value v to v' . If we suppose for simplicity

$$\frac{v}{v'} = \left(\frac{c_{LMCD}^*}{c_{LMCD}} \right)^{-2}, \quad (7)$$

after the substitutions and arrangement it is possible to obtain the dependence of the transmission time on electric field

$$\frac{\Delta \varepsilon_i}{\tau_i} = d_{CAB} \left(1 - \frac{1}{2} R_{CAB}^{CDAB} \phi_{\varepsilon} - \frac{1}{2} \frac{e_{NLMCD}}{c_{LMCD}^*} \right). \quad (8)$$

Using the DC or slowly varying voltage it makes possible to change continuously the SAW time transmission. In principle, an A/D converter of linear dependence of time delay on control voltage can be realized. It does not require any reference voltage source

and operates with stable elements. Control voltage of 10 V produce frequency change of 11 Hz at resonant frequency of 28 MHz on ST cut quartz.

CONCLUSION

The principle based on the utilisation of the fact that change of some quantity results in the change of piezoelectric resonator frequency is very effective for a lot of applications. The digital signal is obtained directly and no A/D converter is necessary. Another advantage is the high accuracy of measurement and high stability of used elements and circuits. The sensing elements exhibit an advanced ratio price and power and the design and developpement costs is acceptable also. The reason is that these effects are studied in connection with the main use of piezoelectric resonator as elements of pronounced selective ability suitable for oscillators, filters, delay lines etc.

ACKNOWLEDGEMENT

A part of this work was supported by the Grant Agency of Czech Republic, grant number 102/94/1571.

REFERENCES

1. Lee, P.C.Y., Yong, Y.K.: Frequency temperature behavior of thicknees vibrations of doubly rotated quartz plates affected by plate dimensions and orientations. J. Appl. Phys. Vol. 60, No. 7, pp. 2327-2342, (1986).
2. Zelenka, J., Lee, P.C.Y.: Frequency-temperature characteristic of the x-length strip resonators of AT-cut quartz. Proc. 1993 IEEE Int. Freq. Control Symp., Salt Lake City, USA, 1993, pp. 523-526.
3. Nosek, J., Zelenka, J.: Quartz strip resonator as a temperature sensor for mechatronics. The 5th UK Mechatronics Forum, International Conference Mechatronics 96 with M2VIP 96, Guimaraes, Portugal, September 18-20, (1996).
4. Nosek, J.: Highly-precise and stable sensors with surface acoustic wave. Proc. 15 th International Congres on Acoustics ICA 95, Trondheim, Norway, 26 - 30 June 1995, pp. 397-400.

TECHNICKÁ UNIVERZITA V KOŠICIACH
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A INFORMATIKY
KATEDRA ELEKTRICKÝCH POHONOV

ZBORNÍK PRÁC Z KONFERENCIE

SEKEL'96

Stará Lesná, September 1996

KATEDRA ELEKTROTECHNIKY A ELEKTROMECHANICKÝCH SYSTÉMŮ NA NOVÉ FAKULTĚ MECHATRONIKY A MEZIOBOROVÝCH INŽENÝRSKÝCH STUDIÍ TU V LIBERCI

Doc.Ing.Jaroslav Nosek, CSc

Technická Univerzita v Liberci, Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

Háčkova 6, 461 17 Liberec 1, tel.: (048) 24541 1. 249, fax : (048) 27383

E-mail: jaroslav.nosek@vslib.cz

ÚVOD

Na semináři SEKEL 95 jsme informovali o nově akreditovaných oborech studia na technické univerzitě v Liberci:

- Automatické řízení a inženýrská informatika
- Mechatronika
- Přírodovědné inženýrství.

Na základě akreditace oborů byl podán a schválen návrh na založení nové fakulty s názvem fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií (FM) s cílovým stavem přibližně 650 studentů (130 v ročníku). Tato fakulta bude mít od října 1996 již tři otevřené ročníky.

Je zřejmé, že úloha původní katedry elektrotechniky, která dříve spadala pod fakultu textilní, se po přechodu na FM výrazně mění.

ÚLOHA KATEDRY

Nová fakulta se opírá o pět specializačních kateder, které vznikly rozdělením původních oborů kateder elektrotechniky a katedry technické kybernetiky:

- katedra elektrotechniky a elektromechanických systémů (KEL),
- katedra elektroniky a zpracování signálů (KES),
- katedra měření (KAM),
- katedra řídicí techniky (KRT) a
- katedra softwarového inženýrství (KSI).

Podobně jako ostatní katedry, naše katedra intenzivně připravuje postupně nabíhající předměty na FM a zajišťuje předměty na fakultě strojní (FS) a fakultě textilní (FT).

Následující přehled pedagogických aktivit ukazuje na rozsah a nově vytvářenou vertikální strukturu pedagogické práce katedry.

**PEDAGOGICKÉ AKTIVITY PŮVODNÍ KATEDRY
ELEKTROTECHNIKY
NA TECHNICKÉ UNIVERZITĚ V LIBERCI**

A: Inženýrské studium

♦ FAKULTA STROJNÍ (FS)	♦ FAKULTA TEXTILNÍ (FT)	♦ FAKULTA MECHATRONIKY (FM)
základní studium	základní studium	základní studium
Obory: ASŘ	Obor: TTO zaměření: ŘTP	Obor: • Automatické řízení a inženýrská informatika • Mechatronika • Přírodovědné inženýrství

FS - základní studium

Sem. :

5.	P	Elektrotechnika	3/2 zk	KEL
6.	P	Mikroelektronika a měření	3/2 zk	KES

FS - oborové studium:

ASŘ - všechny obory:

7.	N	Převodníky fyzikálních veličin	2/2	KEL
	N	Elektronika v automobilech	2/1	KEL
9.	PV	Automatizované měřicí systémy	2/2 zk	KES
	N	Teorie měření a zpracování signálů	2/2	KEL
10.	PV	Diagnostika a spolehlivost číslicových zařízení	2/2 zk	KES
	PV	Projektování elektronických systémů	2/2 zk	KES
	PV	Měření a diagnostika textilních strojů	2/2 zk	KEL
	N	Inf. systémy v textilních provozech	2/1	KEL
	P	Předdiplomní praxe	0/6	
	P	Diplomová práce	4 týdny	

VS - Pružné výrobní systémy pro strojírenskou výrobu

7.	P	Počítače a mikropočítače	2/2 zk	KES
	PV	Převodníky fyzikálních veličin	2/2 zk	KEL

KS - Tepelná technika

9.	PV	Silnoprúdová el. zařízení energetických provozů	2/2 zk	KEL
----	----	---	--------	-----

AM - Aplikovaná mechanika

- | | | | | |
|----|----|-----------------------|--------|-----|
| 9. | PV | Senzory a akční členy | 2/2 zk | KEL |
|----|----|-----------------------|--------|-----|

FT - základní studium:

- | | | | | |
|----|---|---|--------|-----|
| 4. | P | Elektrotechnika (a textilní elektronika) | 2/2 zk | KEL |
| 5. | | Mikroelektronika | 1/2 kl | KES |

FT - oborové studium:

TTE - Řízení technologických procesů (*zaměřením garantované katedrou elektrotechniky*)

- | | | | | |
|-----|----|--|--------|----------|
| 7. | P | Automatizované textilní stroje a technologie | 2/2 zk | KEL |
| 8. | P | Technologické projekty | 1/3 zk | KEL |
| | P | Diagnostika a měření na textilních strojích | 2/2 zk | KEL, KTT |
| 9. | PV | Speciální měření na textilních strojích | 2/2 zk | KEL, KTT |
| | P | Diplomová práce | 0/4 | KEL |
| 10. | PV | Robotika v textilní a oděvní výrobě | 2/2 zk | KEL, KOD |
| | P | Diplomová práce | 0/10 | |

OPE - ovp, pkv

- | | | | | |
|-----|----|---------------------------------------|--------|----------|
| 8. | PV | Senzory a akční členy oděvních strojů | 2/2 zk | KEL |
| 10. | PV | Robotika v textilní a oděvní výrobě | 2/2 zk | KEL, KOD |

TTE - Tkaní

- | | | | | |
|----|----|---|--------|----------|
| 9. | PV | Specializovaná měření a regulace na textilních strojích | 2/2 zk | KEL, KTT |
|----|----|---|--------|----------|

B: Bakalářské studium

FS (Liberec, Mladá Boleslav):

- | | | | | |
|----|--|--------------------------|--------|-----|
| 3. | | Elektrotechnika a měření | 3/2 zk | KEL |
|----|--|--------------------------|--------|-----|

PŘEDMĚTY ZAJIŠŤOVANÉ PŮVODNÍ KATEDROU ELEKTROTECHNIKY NA FM V NOVÝCH OBORECH

- » Automatické řízení a inženýrská informatika (AŘ)
- » Mechatronika (MECH)
- » Přírodovědné inženýrství (PI)

Sem.: Obor: Typ: Název předmětu:

Rozsah: Garant:

Základní studium:

4.	(všechny obory)	P	Elektrotechnika	2+2 zk	Nosek
5.		P	Analogová elektronika	2+2 zk	Doležal
6.		P	Číslicová elektronika	2+2 zk	Novák
		P	Měřicí technika I	2+2 zk	Svoboda
		P	Měřicí technika II	2+2 zk	Svoboda
7.		P	El. výkonové členy	2+2 zk	Nosek

Oborové studium:

7.	AŘ	P	Zpracování, přenos a identifikace signálů	2+2 zk	Nouza
7.	AŘ, MECH, PI	V	Číslicové měřicí systémy	2+2 zk	Jaksch
7.		V	Bezdotykové metody měření	2+2 zk	Kopecký
8.	MECH	p	Elektrické převodníky fyzikálních veličin	3+2 zk	Nosek
9.	AŘ	V	Základy fotoniky	2+2 zk	Kopecký
9.	AŘ	P	Metody rozpoznávání	2+2 zk	Nouza
		P	Programové prostředky měření	2+2 zk	Svoboda, Kopecký
		P	Aplikace spektrální analýzy	2+2 zk	Jaksch
		P	Diagnostika a spolehlivost	2+2 zk	Novák
).	MECH	P	Řízení akčních členů	2+2 zk	Richter
).	AŘ, MECH	P	Diplomová práce	0+6	
).	AŘ, MECH, PI	V	Projektování elektronických systémů	2+2 zk	Kolář
).	AŘ, MECH, PI	V	Měření a diagnostika strojů	2+2 zk	Košek

FM - doktorandské studium:

V roce 1996 získala FM akreditaci na doktorandské studium v oboru Technická kybernetika s užším zaměřením na oblasti

- identifikace systémů a jejich modelování
- automatizovaná měření a vyhodnocování
- moderní automatizační prostředky
- aplikace vědního základu ve výrobě .

Naše katedra vypisuje v konkursním řízení pro rok 1996/97 zaměření

- Elektromechanické vlastnosti látek
- Řízení energetických toků a EMC.

Tyto dvě oblasti se opírají o vědecko-výzkumnou práci katedry s grantovou podporou:

- grant GAČR č. 102/94/1571 (1994 - 1996), s názvem Piezoelektrické rezonátory s objemovými a povrchovými akustickými vlnami,
- grant MŠMT v rámci programu *Posílení vědy a výzkumu na vysokých školách* , s názvem Elektromechanické vlastnosti látek a jejich využití ve vědě a technice (1996 - 2000),
- podán je projekt FRVŠ Laboratoř analýzy elektromechanických systémů (LAMS) - 1997. FM je pak podporována grantem MŠMT s interním číslem 1074 (1995 - 1996), ze kterého v současnosti čerpáme investiční prostředky.

ZÁVĚR

Technické obory současnosti je třeba přizpůsobovat nejen světovým trendům ve vědě a technické praxi, ale též poptávce studentů. Ukazuje se, že v tomto směru práce věnovaná novému profilu Technické univerzity v Liberci může přinést v relativně krátké době dobré výsledky.

NOVÉ OBORY AKREDITOVANÉ NA TU V LIBerci A ÚLOHA KATEDRY ELEKTROTECHNIKY

Jaroslav Nosek

Technická univerzita v Liberci
katedra elektrotechniky
Hálkova 6, 46117 Liberec 1
Tel.: 048-25441 Fax: 048-27383
Email: jaroslav.nosek@vslib.cz

ÚVOD

Nade vši pochybnost zaznamenáváme v poledních desetiletích mimořádný rozvoj elektroniky a uplatnění tohoto rozvoje v průmyslové výrobě, službách výrobní i nevýrobní povahy, v obvodech automatického řízení konstrukce strojů a přístrojů a zpracování informací současně s uplatněním moderních poznatků fyziky a výsledků studia biologických procesů a biotechnologií ve všech sférách lidské činnosti. Tyto skutečnosti vyžadují v řadě tradičních oborů výrazné změnit stávající přístup k řešení problémů [1].

Technická univerzita v Liberci reagovala na tuto potřebu vypracováním návrhu a odhodláním realizovat studium nových oborů inženýrského studia. Přípravou materiálů k akreditačnímu řízení byla pověřena katedra elektrotechniky TU v Liberci a jmenovitě Prof. Ing. J. Zelenka, DrSc.

NÁZVY A CHARAKTERISTIKA NOVÝCH OBORŮ

Předložen byl návrh na akreditaci oborů

- Automatické řízení a inženýrská informatika
- Mechatronika
- Přírodovědné inženýrství.

Zaměření nově uvažovaných oborů představuje formu mezioborového studia, vyplývajícího z prostoru mezi zaměřením strojnictví, elektrotechnického a přírodovědného studia. Současné světové trendy ukazují, že význam takto zaměřeného mezioborového studia v budoucnosti rychle poroste.

V podmínkách TU Liberec jde též o obory, navazující na tradiční obory strojnictví a textilního inženýrství pěstované na stávajících fakultách TU Liberec.

Považujeme za nepochybné, že rozvoj nových oborů prohloubí činnost a působení stávajících kateder elektrotechniky, technické kybernetiky, fyziky a chemie a ovlivní též současně profilující katedry FS a FT.

Pro dobrou perspektivu oborů svědčí relativně značný zájem studentů a dobré možnosti uplatnění absolventů.

V oboru "Automatické řízení a inženýrská informatika" se budou připravovat vysoce specializovaní odborníci pro oblasti řízení technologických procesů, strojů a výrobních zařízení, automatizaci inženýrských prací a přenosu a zpracování informací.

Obor "Mechatronika" je určen pro přípravu odborníků s komplexními znalostmi v oblasti informatiky, automatizace, diagnostiky, měřících a řídicích procesů a konstrukce strojů s optimálním využitím mechanických, elektrických, hydraulických a pneumatických prvků a uzlů. Vlastní pojem "Mechatronika" přitom chápeme jako synergetickou kombinaci přesného strojírenství, elektronického řízení a systémového myšlení při navrhování výrobních a strojů.

V posledním z nově budovaných oborů - "Přirodovědné inženýrství" je kladen důraz na znalosti ze základů přírodních věd, zejména klasické a moderní fyziky a speciálních fyzikálních oborů, které mají v Liberci jistou tradici: fyzika dielektrik s důrazem na piezoelektrické dielektrické materiály, nové pak technická akustika a vlastnosti kompozitů. Cílem je též rozšíření informací z oblasti biotechnologií.

Akreditace těchto oborů proběhla v září 1994. Obory se otevírají od 20.2.1995 pro studenty I. ročníků FS a FT, kteří projevíli o přestup zájem a splnili podmínky pro zařazení do oborů (40 posluchačů).

Od nového školního roku 1995/96 bude otevřen první ročník, již z uchažečů o toto studium za středních škol (120 posluchačů).

ÚLOHA KATEDRY ELEKTROTECHNIKY

Jak bylo zmíněno v úvodu, katedra elektrotechniky byla pověřena přípravou materiálů k akreditaci včetně vytvoření studijních programů, a kontaktem s posluhači. Prof. Ing. J. Zelenka, DiSc, který odvedl a odvádí podstatnou část práce velmi úzce spolupracuje s Prof. RNDr. J. Tichým, CSc ze St. Gallenu. Kromě této mimořádné plodné spolupráce byly konsultovány Univerzity v Linzi a Innsbrucku a zvláště Univerzité Paul Sabatier v Toulouse [2].

Katedra elektrotechniky se výrazně podílí na profilu základního i oborového studia v nových oborech. Při velmi důkladném provázání obsahové náplně s předměty z oblasti fyziky, informatiky, automatizace a dalšími předměty teoretického základu vznikla vertikální struktura nových předmětů, se kterou budou účastníci seznámeni v průběhu semináře SEKEL 95.

Podpůrnými institucemi a prostředky jsou

- Technická univerzita v Liberci
- Université Paul Sabatier Toulouse jako partnerská univerzita
- JEP Project TEMPUS Structured.

ZÁVĚR

Rozvoj nově akreditovaných oborů přinese novou dimenzi vzdělávání na Technické univerzitě v Liberci. Naše pracoviště očekává zvýšení zájmu o studium perspektivních oborů s dobrými možnostmi uplatnění.

Literatura

[1] Zelenka, J.: Návrh akreditace nových oborů inženýrského studia na Vysoké škole strojní a textilní v Liberci. Liberec, 1994.

[2] Nosenk, J.: Programmes d'enseignement dans les spécialisations Commande automatique et Informatique Industrielle, Mécatronique, Ingénierie des Sciences naturelles. Liberec, 1994 (z části překlad [1]).



IFToMM

VII. INTERNATIONAL CONGRESS ON THE THEORY
OF MACHINES AND MECHANISMS

SEPTEMBER 1996 - LIBEREC, CZECH REPUBLIC

TECHNICAL UNIVERSITY OF LIBEREC
DEPARTMENT OF TEXTILE MACHINE DESIGN

SENZORY A AKTUÁTORY PRO MIKROPOSUVY

Jaroslav NOSEK

Katedra elektrotechniky a elektromechanických systémů,

Fakulta mechatroniky a mezipoborových inženýrských studií,

Technická univerzita v Liberci,

Hálkova 6, 461 17 Liberec 1, Czech Republic

Úvod

Vyspělé technologie současnosti, zvláště v předmětu strojírenství, kladou vysoké nároky na identifikaci vlastností prostředí, určení polohy a polohu malých objektů, resp. na aktivní dosazení definovaných posunutí (např. menších než 10 μm v optických systémech). Senzory a aktuátory takových soustav mají mít komplexní vlastnosti. Kromě efektivního využití fyzikálních principů se vyžaduje mimořádná spolehlivost, stabilita parametrů, odolnost vůči vlivům okolí (mechanické, chemické působení, teplota, elektrické a magnetické pole, záření aj.), schopnost automatické kalibrace, schopnost zabránit svému zničení či poškození.

Vznášející potřeba takových soustav a systémů vede ke hledání a využívání nekonvenčních fyzikálních principů a vlastností materiálů pevné fáze. Studují se přitom jevy, které byly dříve zanedbávány, teoreticky jsou často předpokládány závislosti, dříve považované za neměřitelné. Jejich experimentální ověření je v současnosti značně nákladné a řešení problémů vyžaduje úzkou spolupráci kvalifikovaných pracovníků.

Materiály senzorů a aktuátorů

Jednou významnou skupinou materiálů využívaných pro konstrukci senzorů a aktuátorů je skupina vykazující piezoelektrické vlastnosti. Takové materiály mohou být k dispozici ve formě krystalů, polarizované feroelektrické keramiky, polarizovaných polymerů, orientovaných tenkých vrstev nebo kompozitů [1]. Zejména v oblasti senzorů se začínají uplatňovat i vrstvené materiály, kdy vhodný nepiezoelektrický materiál citlivý na určitou fyzikální veličinu je např. opatřen na povrchu tenkou piezoelektrickou vrstvou sloužící ke kontrole stavu nepiezoelektrické části. Přitom jako senzory jsou označovány konstrukční celky převádějící měřenou fyzikální veličinu na elektrickou veličinu a jako aktuátory konstrukční celky s

či rotační pohyb.

V poslední době jsou materiály, mající schopnost realizovat funkce rozpoznávací i funkce mechanicky aktivní, označovány jako inteligentní materiály (smart materials). Mají-li navíc schopnost adaptovat se změnou svých vlastních koeficientů na podmínky okolí, označujeme je jako "very smart materials".

Výběr vhodného piezoelektrického materiálu vyžaduje znát mechanické, elektrické a elektromechanické vlastnosti skupiny materiálů, které pro danou aplikaci přicházejí v úvahu. Vzhledem k tomu, že jsou stále připravovány nové a nové piezoelektrické materiály a kompozity s výslednými vlastnostmi výrazně odlišnými velikostí a uspořádáním složek, z nichž kompozit sestává, je důležité zvládnout techniku měření charakteristických materiálových konstant použitých materiálů.

Piezoelektrické kompozity různých typů mohou mít až řádově lepší elektromechanické vlastnosti vůči vlastnostem jednotlivých složek. Jako složek je v současnosti nejvíce používáno PZT keramiky (materiály na bázi uhlíkových roztoků zirkoničanu olovnatého $PbZrO_3$ a titančitanu olovnatého $PbTiO_3$, které vykazují největší piezoelektrické vlastnosti v oblasti přechodu mezi trigonální a romboedrickou modifikací, to je v případě, kdy obě složky jsou v roztoku zastoupeny přibližně 50 molárními procenty) a piezoelektricky pasivního polymeru. Významného zlepšení vlastností se přitom dosahuje při hledání nových typů uspořádání a modelů práce, např. v podobě příčné polarizované keramiky v kompozitech typu 1-3, 2-2 nebo 3-1. Číselný symbol přitom určuje, v kolika dimenzích je složka (keramika - polymer) souvislá. Konstrukce kompozitu závisí na mnoha faktorech, které lze optimalizovat současně jen s obtížemi.

O velmi široké škále použití piezoelektrických prvků svědčí i to, že se jako senzory používají v tak neobvyklých oblastech, jako je např. chemie a biochemie [2].

Princip působení

Piezoelektrické kompozity ve funkci aktuátorů a senzorů využívají vazby mezi elektrickými a mechanickými proměnnými. V prvním případě využíváme přímého piezoelektrického jevu, popsaného vektorem polarizace, resp. elektrickou indukcí vznikající při působení mechanického tlaku:

$$P_i = e_{ij} d_{jk} T_{jk}, \text{ resp. } D_i = d_{ik} T_{jk} \quad (\text{pro } E_j = 0). \quad (1)$$

Symbolům d_{jk} jsme označili piezoelektrické koeficienty a T_{jk} složky tenzoru mechanických napětí.

Při hydrostatickém zatížení je $T_{jk} = -p$ a elektrická indukce, představující plošnou hustotu naboje je vyjádřena vztahem

$$D_3 = d_{31} (-p), \quad (2)$$

$$d_3 = d_{311} + d_{322} + d_{333} \quad (3)$$

je prý v charakteristických piezoelektrických koeficientů, který udává plošnou hustotu elektrického naboje na piezoelektrickém prvku při jednotkovém hydrostatickém zatížení.

Druhý významný piezoelektrický koeficient udává intenzitu elektrického pole mezi elektrodami jednotkové tloušťky piezoelementu. Lze jej určit pomocí elektrické intenzity E_3 :

zde ϵ_{33} značí permitivitu piezoelementu.

Získáme piezoelektrický koeficient

$$\epsilon_{33} = \frac{d_{33}}{\epsilon_{33}} = \frac{E_3}{(-p)} \quad (5)$$

Konečně pomocí vztahu pro hustotu piezoelektrické energie definujeme koeficient

$$w = \frac{1}{2} E_3 D_3 = \frac{1}{2} d_{33} p^2 \quad (6)$$

Typickými hodnotami pro PZT keramiku jsou:

$$\begin{aligned} d_{33} &= 289 \text{ pC N}^{-1}, & d_{311} &= d_{322} = -141.3 \text{ pC N}^{-1}, & \epsilon_{33} &= 1700 \epsilon_0, \\ d_{33} &= 64 \text{ pC N}^{-1}, & \epsilon_{33} &= 4 \cdot 10^{-13} \text{ V m N}^{-1}, & d_{33} &= 3 \cdot 10^{-13} \text{ m N}^{-1} \end{aligned}$$

Z výrazu pro volnou energii $F(S, P)$ piezoelektrického tělesa

$$F = \frac{1}{2} c_{ijkl} S_{ij} S_{kl} - a_{ij} P_i S_j + \frac{1}{2} \chi_{ijkl} P_i P_j, \quad (7)$$

s předpokladem konstantní teploty plyne, že pro funkci senzoru a aktuátoru lze využít i materiálů s čistě elektrostriktivními vlastnostmi, popsanými dvěma základními vztahy:

$$\begin{aligned} T_{ij} &= c_{ijkl} S_{kl} + \delta_{ijm} P_m P_n \\ \text{a } P_m &= \chi_{mn}^{-1} S_n + 2\delta_{ijm} S_{ij} P_m \end{aligned} \quad (8) \quad (9)$$

Ve vztazích (7), (8) a (9) jsme označili symbolem c_{ijkl} složky tenzoru elastických modulů S_{ij} složky tenzoru deformace P_n vektor polarizace a_{ij} složky tenzoru piezoelektrické konstanty χ_{mn} složky tenzoru susceptibilit δ_{ijm} složky tenzoru elektrostriktivních koeficientů

Elektrostriktice patří mezi elektromechanické interakce vyšších řádů, je lineární závislostí vzhledem k mechanickým proměnným, ale kvadratickou závislostí vůči elektrickým proměnným. Elektrostriktivní tenzor je tenzor 4. řádu, jev může být proto pozorován v látkách s každou symetrií.

V posledních letech byly rozvinuty technologie využívající piezoelektrických a elektrostriktivních keramických materiálů pro konstrukci aktuátorů pevné fáze, určených pro malá (<10 μm) a přesná mechanická posunutí. Některé významnější práce [3],[4] ukázaly, že materiál, provedení a mód práce velmi ovlivní relativní deformaci odpovídající určenímu mechanickému napětí, resp. hydrostatickému tlaku:

- ♦ prvky s přítmou roztažností $10^{-3} - 10^{-2}$
- ♦ kompozity s ohybovým účinkem $10^{-1} - 10^1$
- ♦ bimorfni kompozitní struktury $10^{-1} - 10^0$

Nicméně požadavky na realizaci relativně velkých a přesných posunutí (>1000 μm) vedly k novým typům konstrukce objemově velmi malých jednotek, založených na strukturovaných kompozitech s ohybovým účinkem, ale konstruktivně uspořádaných pro konverzi a zesílení radiálního posunutí piezoelektrického disku na axiální pohyb. Od takových uspořádání lze očekávat axiální posunutí až 20 μm při působícím tlaku 0.5 MPa.

Uspořádání pro velká posunutí jsou v zásadě dvojího druhu: jsou to kompozity označované jako *moonie* a *rainbow*.

V prvním případě je kompozit tvořen diskem keramiky s elektrodami pevně a vodivě připojenými k disku na jeho okrajích. Elektrody slouží pro přenášení mechanického napětí při hydrostatickém zatížení. Příčný tlak je v tomto uspořádání kompenzován, což vede k výraznému zvýšení piezoelektrického koeficientu. Vyjádříme-li z orientace disku v souřadném systému podle obr. 1, lze pro piezoelektrický koeficient uvést

$$d_h = d_{33} \frac{S_3}{2} + 2d_{31} \left(1 - \frac{d_{31}}{2\lambda a}\right) \quad (10)$$

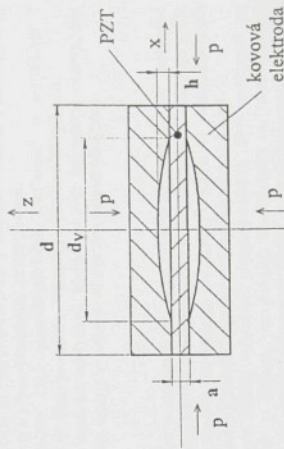
kde

S_3 je plocha spojující mezi keramikou a elektrodami,

S je celková plocha elektrod,

d_{31} a h jsou průměr a výška vzduchové mezery,

a je tloušťka keramického disku.



Obr.1: Uspořádání kompozitu moonie

Druhé provedení představuje keramický kompozit PZT, popř. PLZT (tuhý roztok na bázi lanthanu-zirkonu-titanu v poměru např. 2/53/47), tvaru pásku s

materiálových parametrech lze z porovnání výpočtu a experimentu soudit na celkovou přesnost určení materiálových parametrů, jednak lze poměrně snadno odhadnout velikost některých jevů druhého řádu, např. difrakce akustických vln, jejich útlum, vliv některých polí na materiálové parametry apod.

Měření deformací indukovaných elektrickým polem rezonančními metodami má, kromě řady výhod, i některé inherentní nedostatky. Prvým je omezení kmitočtem určeným pro daný vzorek základním modem kmitu. Toto omezení lze oslabit, pracujeme-li s "elektromechanicky tvrdými" materiály s malým piezoelektrickým koeficientem. Moderní aktuatory však vyžadují silnou odezvu na působení elektrické pole, proto využívají více aktivní materiály, jako jsou ferroelektrická a piezoelektrická keramika, kde se však objevuje kmitočtová závislost jejich významných vlastností. Pro řádné vyšetření této závislosti bylo by nutné opakovat měnit geometrii a tvar, což pro nízké kmitočty vede k požadavku vzorků s obřížně realizovatelnými rozměry. Jinou nevýhodou rezonančních metod je procedura veloukř k určení imaginární části piezoelektrické odezvy zahrnující komplikovanou analýzu rezonančních křivek a její výlučné omezení pro vzorek daného typu.

Tyto negativní vlastnosti rezonančních metod lze vyloučit, použijeme-li přímé metody pro měření indukované deformace. Klasická metoda je založena na využití deformacího snímače s měřením kapacity mezery mezi vyšetřovaným vzorkem a pevnou elektrodou. Metoda však nemůže nabídnout dostatečnou reprodukovatelnost a přesnost.

Optimální metody pro měření indukované deformace jsou v současnosti založené na optické interferometrii. Ta může při vyšetřování piezoelektrického jevu a více komplikovaných stavů otevřít zcela nové možnosti. Ve srovnání s rezonančními metodami se její přednosti jako velmi významné:

- a) Společně s měřením vzorků a na kvalitu jejich přípravy jsou pozoruhodně snadno splnitelné. Odpaďají problémy s vazbou modů kmitu, nízkým koeficientem kvality Q v důsledku hrubosti každé ze stran vzorku, atd.
- b) S jediným vzorkem lze pokrýt pozoruhodný frekvenční rozsah v subrezonanční oblasti, takže lze mluvit o piezoelektrického spektrometrech.
- c) Určení imaginární části piezoelektrického koeficientu v rezonanční i subrezonanční oblasti je přímá procedura. Přímou lze spočítat ztrátový faktor.
- d) Metoda otvírá možnost analyzovat komplexní tvar deformací odezvy, její amplitudovou závislost, možný hysteretický jev a možné časové závislosti.

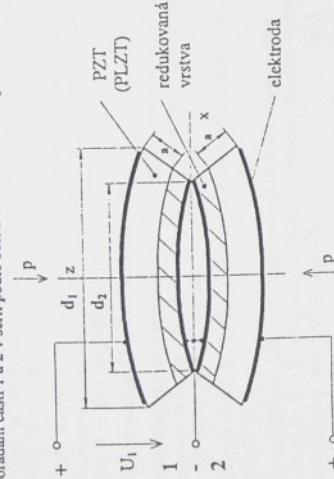
Závěr

Význam senzorů a aktuatorů pro technickou praxi vzrůstá, jsou nezbytnou součástí řídících systémů strojů a technologických zařízení. Přesto neexistuje v ČR pracoviště, které by alespoň pro senzory a aktuatory využívaly piezoelektrických vlastností provádělo měření materiálových konstant jejich aktivních částí.

Pracoviště pro měření vlastností piezoelektrických látek budované na Technické univerzitě v Liberci, na Fakultě mechaniky a mechatroniky a mechatronických studií by mohlo významně přispět i ke komplexnosti výzkumu probíhajícího na některých dalších výzkumných pracovištích, zabývajících se u nás studiem např. elektrooptických vlastností látek, ferroelektrických materiálů, materiálů pro dielektrické rezonátory a pod.

charakteristickým vyklenutím. Vyklenutí jedné části kompozitní struktury 1 podle obr.2 je vyvoláno rozdílnou teplotní kontrakcí mezi oběma povrchy v důsledku teplotní chemické redukce spodní části struktury 1.

Vyklenutí každé z částí 1 a 2 závisí na napětí a poměru d_1/d_2 kompozitu. Se vzrůstajícími hodnotami napětí a poměru d_1/d_2 zvětšuje se efekt posunutí ve směru osy z . V uspořádání částí 1 a 2 v serií podle obr. 2 se efekt dále zdvojnásobí.



Obr.2 Aktuátor pro velká posunutí složený ze dvou prvků typu *rainbow*

Měření vlastností piezoelektrických látek

Základní funkce, která určuje vlastnosti soustavy senzorů a aktuatorů je založena na elektromechanické interakci v pevných látkách. K řádnému pochopení elektromechanického jevu a pro optimalizaci prvků, založených na tomto jevu jsou nezbytná měření na vybraných materiálech. Ta zahrnují především závislost deformace na elektrickém poli, pokrývající piezoelektrický koeficienty a nelineární jevy, jako jsou elektrostrikce a jevy vyšších řádů.

Elektromechanické vlastnosti piezoelektrických látek se dnes měří impulsními nebo rezonančními (přenosovými) metodami [5], [6], případně se určují z měření deformace vzorku vyvolané přiloženým elektrickým polem. Některé studie zabývající se přesností určení materiálových konstant piezoelektrických materiálů ukazují [7], že dielektrické, mechanické a elektromechanické vlastnosti nelze určovat odděleně, ale jako komplex vzájemně vázaných konstant. Jejich určení vyžaduje realizovat značný počet měření ve všech tech uvedených oblastech a při vyhodnocování velmi přesné definovat fyzikální podmínky měření a jejich vliv na určované materiálové konstanty.

Kromě prvků s objemovou vinou (BAW), které se používají k dynamickému měření elektromechanických vlastností piezoelektrických materiálů, existuje nejméně stejně významná skupina prvků s povrchovou akustickou vinou [8]. Povrchová akustická vlna (SAW) je však příliš složitá fyzikální děj na to, aby mohl být použit k měření materiálových parametrů. Na druhé straně výpočet jejich vlastností a návrh prvků s povrchovou akustickou vinou předpokládá úplnou soustavu materiálových parametrů.

trapezvek seznamuje s problematikou materiálů a uspořádání senzorů a aktuatorů velkých posunutí, pracujících na piezoelektrickém nebo elektrostriktivním principu. Uváděny jsou výchozí vztahy popisující nejdůležitější vlastnosti, charakterizované především piezoelektrickými koeficienty. Uváděny jsou dále metody pro měření těchto vlastností, prováděné v současnosti na katedře elektrotechniky a elektromechanických systémů a zmiňovány cílové procedury měření nově budované laboratoře.

- [1] Zelenka, J.: Piezoelektrické rezonátory a jejich aplikace. Academia, Praha, Elsevier Science Publishers, Amsterdam 1986.
- [2] Skládal, J.: Piezoelektrické biosensory. Chemické listy 89, (1995), s. 170 - 179.
- [3] Haertling, G.H.: Rainbow Ceramics. Amer. Ceramic Soc. Bull. Vol. 73, 1 (1994) pp. 93-96.
- [4] Sugurawa, Y. et al.: Metal-Ceramic Composite Actuators. J. Am. Ceram. Soc. 75, 4 (1992) pp. 996-998.
- [5] IRE Standards on Piezoelectric Crystals: Determination of the Elastic, Piezoelectric, and Dielectric Constants - The Electromechanical Coupling Factor, 1958. Proc. IRE 46 (1958), pp. 764 - 778.
- [6] Draft International Standard, IEC/TC49, 1992
- [7] Hruška, C.K.: On the current state and problems of determination of the nonlinear constants of quartz. Proc. Ninth European Frequency and Time Forum, Desinon 8 - 10 March 1995, pp. 53- 58.
- [8] Bálek, R., Košek, M., Tarba, O., Zelenka, J.: Povrchové akustické vlny. Academia Praha, 1986.
- [9] Zelenka, J., Lee, P.C.Z.: Frequency temperature characteristics of the x-length strip resonators of AT cut quartz. Proc. IEEE Frequency Control Symposium, Salt Lake City 2-4 June 1993, pp. 523-526.
- [10] Nosek, J.: Highly precise and stable sensors with surface acoustic wave. Proc. 15th Int. Congress on Acoustics ICA 95, Trondheim, Norway, 26-30 June 1995, Vol. I, pp. 397-400.
- [11] Uchino, K.: Piezoelectric Ceramics in smart actuators and systems. Proc. 1st Conference on Smart Structures and Materials, Glasgow 1992.
- [12] Hwang, W.S., Park, H.Ch.: Finite Element Modeling of Piezoelectric Sensors and Actuators. AIAA Journal, Vol. 31, No. 5, 1993
- [13] Tichý, J., Kittinger, E.: Electroelastic effect of crystal rods expressed by fundamental material constant. J. Acous. Soc. Amer. 83 (1988) p. 647.
- [14] Fousek, J.: Ferroelectric domains. Recent progress in understanding their static and dynamic properties. In Ferroelectric Ceramics, p. 87 Ed by N. Setter, Birkhauser Verlag, Basel, 1992.
- [15] Minnuni, M., Skládal, P., Mascini, M.: A piezoelectric quartz crystal as a direct affinity sensor. Anal. Lett. 27 (1994) pp. 1475-87
- [16] Clark, D.J., Coleman, B.C., Calder, R.E.: Principles and potential of piezo-electric transducers and acoustical techniques. V knize Biosensors: Fundamentals and Applications, Turner A.P.F. et al., Oxford University Press, Oxford, 1987.
- [17] Erhard, J.: Piezoelektrické kompozity a jejich design. Seminář na KPZ PF TUL, 22.4.1996.
- [18] Nosek, J., Zehnula, K., Zelenka, J., Košek, M.: Combined and optimized smart systems with sensors and actuators. KP GACR, TU Liberec, 1995.

československý časopis pro fyziku

ČESKOSLOVENSKÁ
AKADEMIE VĚD

CZECHOSLOVAK
JOURNAL
OF PHYSICS

SECTION A VOL. 35

Zvláštní
otisk

Reprint

1985

SEKCE A
SVAZEK 35

ultrazvu-

681.34

vín
diku.
pro-
ty je
nálu

trickou destičku
piezoelektrických
trických koeficien-
ladu konstantní

(1)

(2)

rmodynamického
umické intenzity
termodynamické
trickými moduly

ξ
LMBCDE , (3)

ního elastického
dynamické inten-
lineárního elastic-
ky tenzoru lineár-

apětí t_{AB} můžeme
o:

$-\frac{1}{2} H_{NALM} \Phi_{,A} \times$

DEF $(u_{C,D} u_{E,F} +$

(4)

raci potenciálu Φ
symbolem H_{NALM}
entu.
dynamického na-



ACADEMIA PRAHA

Československý časopis pro fyziku [sekce A] 35 (1985), 143–148.

Měření intermodulace křemenných rezonátorů typu AT

Jaroslav Nosek

Vysoká škola strojní a textilní, Hálkova 6, 461 17 Liberec 1

62.00

V článku jsou stručně popsány výchozí vztahy pro výpočet intermodulačních produktů křemenných rezonátorů typu AT. Popsáno je měřicí pracoviště pro rezonátory 10 MHz a uvedeny příklady výsledků.

Measurement of intermodulation of the AT-cut quartz resonators

The relations used for expression of the intermodulation products of AT-cut quartz resonators are described shortly in this paper. The measuring set for the resonators vibrating at 10 MHz is described and the examples of the experimental verifications are given in a very short form.

1. Úvod

Jak ukázala práce, je potřebné sledovat v piezoelektrickém rezonátoru takové jevy, jako je závislost rezonančního kmitočtu na úrovni buzení a intermodulace. Tyto jevy nelze vysvětlit pomocí lineárních rovnic piezoelektrického prostředí a teprve formulace nelineárních elektroelastických rovnic Tierstenem [1] (viz rovněž [2]) umožnila za určitých zjednodušujících předpokladů obtížnou problematiku řešit.

Abychom mohli popsat závislost rezonančního kmitočtu piezoelektrického rezonátoru zapojeného v elektrickém obvodu na úrovni buzení, je třeba jej chápat jako nelineární dvojpól s výraznými imitačními vlastnostmi [3].

V dalším se zaměříme na vznik intermodulačního signálu v jedné rezonanční oblasti křemenného piezoelektrického rezonátoru řezu AT a stanovení základních podmínek pro jeho měření. Seznámíme se s výsledky získanými na rezonátorech k. p. TESLA Hradec Králové pomocí měřicí soupravy, realizované na našem pracovišti.

2. Intermodulace piezoelektrických rezonátorů

Nelineární chování křemenných rezonátorů typu AT kmitajících tloušťkově střížnými kmity můžeme, vzhledem ke slabé elektroakustické vazbě, považovat za důsledek nelineárních elastických vlastností křemene.

Dosaďme-li ze stavové rovnice pro Piolův-Kirchhoffův tenzor do pohybových rovnic elektroelastického kontinua a zavedeme-li vhodné zjednodušující předpoklady, redukuje se náš problém na řešení soustavy nelineárních pohybových diferenciálních rovnic a lineární elektrostatické rovnice. Z této soustavy lze způsobem, popsaným např. v [1], odvodit vztah pro admitanci rezonátoru ve tvaru

$$(1) \quad \hat{Y}_N = j\omega S_e \frac{\epsilon_{22}}{2h} \left[1 + k_{26}^{*2} + \frac{8k_{26}^{*2}}{N^2\pi^2 \left(\frac{\omega_N^2}{\omega^2} - 1 \right)} \right] = jA_{1\omega} \left(A_2 + \frac{A_3}{\Delta_\omega} \right),$$

kde

$$A_{1\omega} = \omega S_e \frac{\epsilon_{22}}{2h}, \quad A_2 = 1 + k_{26}^{*2}, \quad A_3 = \frac{8k_{26}^{*2}}{N^2\pi^2}, \quad \Delta_\omega = \frac{\omega_N^2}{\omega^2} - 1$$

ultrazvu-

661.34

vln
íku.
pro-
ly je
nálu

trickou destičku
piezoelektrických
ických koeficien-
ladu konstantní

(1)

(2)

ermodynamického
mické intenzity
termodynamické
trickými moduly

LMBCDE , (3)

ního elastického
ynamické inten-
ineární elastic-
ky tenzoru lineár-

pětí t_{AB} můžeme

$-\frac{1}{2}H_{NALM}\Phi_{,A}) \times$

$\partial_{EF}(u_{C,D}u_{E,F} +$

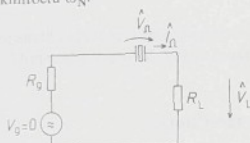
(4)

aci potenciálu Φ
ymbolem H_{NALM}
ntu.
ynamického na-

Ve vztahu (1) je symboly S_e označena plocha elektrod, $2h$ tloušťka rezonátoru, ϵ_{22} permitivita a k_{26}^* koeficient související s koeficientem elektromechanické vazby vztahem

$$k_{26}^* = \frac{k_{26}^2}{1 - k_{26}^2}$$

N je řád harmonické. Symbolem ω jsme označili úhlový kmitočet blízký rezonančnímu úhlovému kmitočtu ω_N .



Obr. 1. Obvod s intermodulačním proudem.

Při současném působení dvou harmonických signálů s úrovněmi V_1 a V_2 a kmitočty ω_1 a ω_2 rozloženými rovnoměrně kolem rezonančního kmitočtu ω_N , vzniká v důsledku nelineárních elastických vlastností rezonátoru prostřednictvím piezoelektrického jevu intermodulační signál o napětí V_0 a úhlovém kmitočtu $\Omega = 2\omega_1 - \omega_2$. Elektrický obvod, ve kterém působí intermodulační signál, je vyznačen na obr. 1. V obvodu představuje R_G vnitřní odpor generátoru, R_L odpor zátěže, kterou protéká intermodulační proud I_0 .

Komplexní veličinu intermodulačního napětí lze pro obvod na obr. 1 na základě práce [1] vyjádřit ve tvaru

$$(2) \quad V = \frac{-R^2 A_{1\Omega}^2 A_{23} A_4 + j R A_{1\Omega} A_4}{1 + R^2 A_{1\Omega}^2 A_{23}^2},$$

kde $R = R_G + R_L$

$$(3) \quad A_{1\Omega} = S_e \Omega \frac{\epsilon_{22}}{2h}$$

$$(4) \quad A_{23} = 1 + k_{26}^{*2} + \frac{8k_{26}^{*2}}{N^2 \pi^2} \frac{1}{A_\Omega} = A_2 + \frac{A_3}{A_\Omega}$$

$$(5) \quad A_4 = \frac{18\gamma k_{26}^2 \epsilon_{26}^2 V_1^2 V_2}{c_{66}^3 h^2 N^4 \pi^4 A_{\Omega c}} = A_4' \frac{V_1^2 V_2}{A_{\Omega c}}$$

$$(6) \quad A_\Omega = \frac{\omega_N^2}{\Omega^2} - 1$$

$$(7) \quad A_{\Omega c} = \left(\frac{\Omega^2}{\omega_N^2} - 1 \right) \left(\frac{\omega_N^2}{\omega_1^2} - 1 \right)^2 \left(\frac{\omega_N^2}{\omega_2^2} - 1 \right)$$

Nelineární elastický modul γ je přitom vyjádřen vztahem

$$(8) \quad \gamma = \frac{1}{2} c_{22}^E + c_{266}^E + \frac{1}{6} c_{666}^E$$

Obvod podle obr. 1, kterým nyní protéká intermodulační proud I_0 o kmitočtu Ω , je reprezentován

$$(9) \quad \hat{V}_\Omega + (R_G + R_L) \hat{I}_\Omega = 0$$

Vyjádříme-li proud $\hat{I}_\Omega$, získáme po malé úpravě zajímavý vztah, z něhož vyplývá, že intermodu-

Měření intermodulace ...

Čs. čas. fyz. A 35 (1985) 147

10 MHz. Šířka propustného pásma při útlumu 3 dB je volena hodnotou $B_3 = \pm 1$ kHz. Slučovací obvod tedy vymezuje kmitočtové pásmo kanálu A v rozmezí $f_1 = 9996,7$ až $f_2 = 9998,7$ kHz a kanálu B v rozmezí $f_3 = (10\,001,3 \pm 10\,003,3)$ kHz.

Krystalové propusti obsahují jednoduchý symetrický křížový článek se dvěma rezonátory v zapojení, které je ekvivalentní křížovému článku. Realizují přenosovou funkci se dvěma útlumovými póly. Uspořádání tohoto typu dovoluje provést filtry se širším propustným pásmem, vysokým útlumem v nepropustné části a velkou strmostí boků útlumové charakteristiky.

Pro dosažení jediného propustného pásma je nutné, aby rezonance obvodu jedné větve odpovídala antirezonančnímu kmitočtu větve druhé. V takovém případě mají reaktance v jednotlivých větvích opačná znaménka. Maximální šířka propustného pásma filtru se přitom rovná dvojnásobku vzdálenosti rezonančního a antirezonančního kmitočtu jednoho rezonátoru. Rozložení pólů a nul přenosových funkcí podélné a příčné větve křížového článku je znázorněno na obr. 3.

Zapojení krystalových propustů slučovacího obvodu ukazuje obr. 4.

Použití rezonátorů krystalových propustů jsou typu AT, tvaru planparalelních kruhových destiček s napařenými elektrodami. Jsou navrženy tak, aby bylo dosaženo dostatečné úrovně potlačení anharmonických módů tloušťkově střížných kmitů. Pro zamezení rušivých účinků na útlumovou charakteristiku propustů je totiž žádoucí potlačení nejméně 40 dB.

Útlumové charakteristiky realizovaného slučovacího obvodu jsou na obr. 5.

4. Experimentální výsledky

Měřicí soupravou podle obr. 1 byly měřeny piezoelektrické křemenné rezonátory s charakteristickými údaji uvedenými v tabulce 1.

Příklady výsledků udává tabulka 2.

Tabulka 1. Základní údaje měřených rezonátorů s rezonančním kmitočtem 10 MHz.

Vzorek	Označení	Držák	Řád harmonické	Jmenovitý kmitočet [kHz]	Řez
I 1	U 41977	H	1	9 999,493	AT
I 2	č. 17	TO 8	1	9 999,765	AT
I 3	403073	H sklo	3	10 000,243	AT
I 4	927359	H sklo	3	10 000,157	AT
I 5	SC 7	H sklo	3	9 999,897	SC
I 6	SC 4	H sklo	3	10 000,022	SC

Tabulka 2. Intermodulační napětí rezonátorů měřené na reálné impedanci $R_L = 135 \Omega$.

Vzorek	$V_{G1,2}$ [dB]	f [kHz]	f [kHz]	V_L [dB]
I 1	4,5	$\pm 0,732$	9997,24	-108
		± 1	9996,5	-113
		± 2	9993,5	-124
I 4	4,5	± 1	9995,35	-98
I 5	4,5	$+1,129$	9991,52	-78
		-3,511		

ultrazvu-

681.34

ch vin
lníku.
u pro-
ody je
ignálu

elektrickou destičku
a piezoelektrických
trických koeficien-
kladu konstantní

(1)

(2)

ermodynamického
amické intenzity
i termodynamické
ktrickými moduly

ϵ_{LMBCDE} , (3)

rního elastického
ynamické inten-
lineárního elastic-
žky tenzoru lineár-

apětí t_{AB} můžeme
o:

$$-\frac{1}{2} H_{NALM} \Phi_{,A} \times$$

DEF ($u_{C,D} u_{E,F} +$

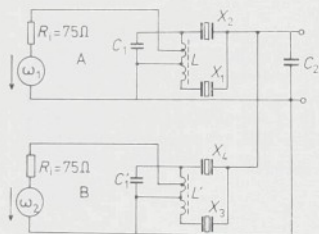
(4)

vaci potenciálu Φ
symbolem H_{NALM}
entu.
odynamického na-

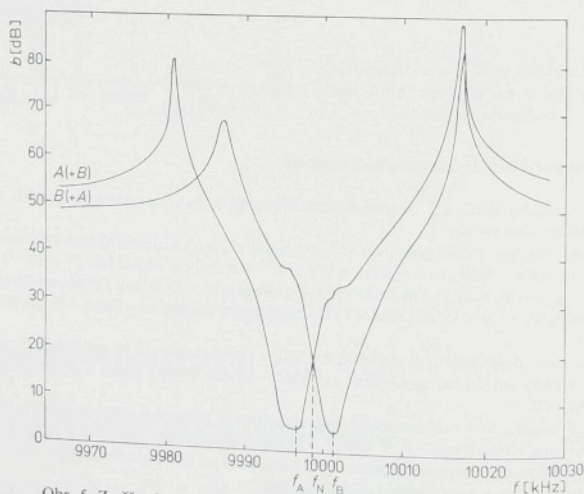
rátorem BM 501, měřicím přijímačem BM 503 a zobrazovací jednotkou BM 504; je doplněná externím normálem 5 MHz (přesný krystalový oscilátor 1 PKO 13). Zobrazovací jednotka soupravy umožňuje při použití rozmitaného provozu znázornění kmitočtových charakteristik v pásmu (10 kHz $\div$ 30 MHz), měřicím přijímačem lze měřit očekávané úrovně v oblasti (-80 $\div$ -110) dB.

Stěžejní částí bloku řídících signálů je slučovací obvod, který musí umožnit náročnou paralelní spolupráci dvou generátorů pracujících na velmi blízkých kmitočtech při definované úrovni výstupního napětí každého kanálu. Cílem je dosažení malého vloženého útlumu v přenosové cestě z kanálového generátoru na měřicí obvod s rezonátorem a naopak dosažení velkého vloženého útlumu mezi oběma kanály. Zapojení slučovacího obvodu využívá proto krystalových pásmových propustí, které navíc zlepší kvalitu řídících signálů tím, že zvětší úroveň potlačení harmonického zkreslení a zvýší odstup bílého fázového šumu na výstupu generátorů.

Vlastní slučovací obvod tvoří dvě krystalové pásmové propusti se středními kmitočty $f_A = 9997,7$ kHz a $f_B = 10\,002,3$ kHz umístěnými symetricky vzhledem k jmenovitému kmitočtu



Obr. 4. Zapojení krystalových propustí slučovacího obvodu s propustními pásmy kanálů: A - (9996,7 $\div$ 9998,7) kHz, B - (10 001,3 $\div$ 10 003,3) kHz.



Obr. 5. Změřené útlumové charakteristiky filtrů slučovacího obvodu.

Měření intermodulace ...

Čs. čas. fyz. A 35 (1985) 145

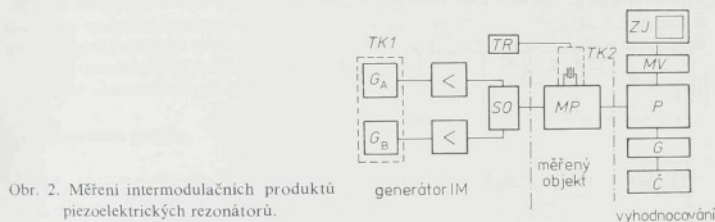
lační proud je tvořen složkou závislou na admitanci Y_{Ω} a složkou ovlivněnou řídícími signály o úrovních V_1 a V_2 .

$$(10) \quad \hat{I}_{\Omega} = -jA_{1\Omega} \left(A_2 + \frac{A_3}{A_{\Omega}} \right) \hat{V}_{\Omega} + A_4' \frac{V_1^2 V_2}{A_{\Omega c}} = - \left(\hat{Y}_{\Omega} \hat{V}_{\Omega} + jA_{1\Omega} A_4' \frac{V_1^2 V_2}{A_{\Omega c}} \right)$$

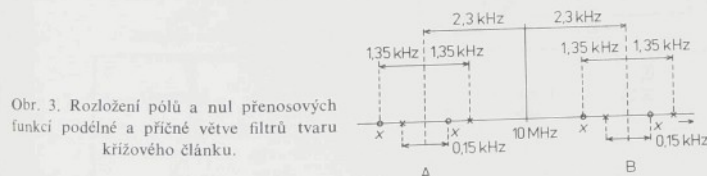
Admitance rezonátoru Y_{Ω} při kmitočtu Ω je zde vyjádřena výrazem

$$(11) \quad \hat{Y}_{\Omega} = jA_{1\Omega} \left(A_2 + \frac{A_3}{A_{\Omega}} \right)$$

Uvedené vztahy umožňují volbu vhodné metody měření velikosti intermodulačního signálu. Ze změřeného napětí $V_L = R_L \hat{I}_{\Omega}$ vypočteme díky známé velikosti rezistoru R_L intermodulační proud $\hat{I}_{\Omega}$. Poté dosadíme za $\hat{I}_{\Omega}$ do (9) a určíme napětí V_{Ω} . Jeho velikost lze ověřit výpočtem, známe-li příslušné materiálové konstanty, rozložení kmitočtů a úroveň budících signálů.



Obr. 2. Měření intermodulačních produktů piezoelektrických rezonátorů.



Obr. 3. Rozložení pólů a nul přenosových funkcí podélné a příčné větve filtrů tvaru křížového článku.

3. Souprava pro měření intermodulačních produktů

Pro experimentální zjišťování intermodulačních produktů bylo sestaveno pracoviště, které je blokově znázorněno na obr. 2.

Pracoviště obsahuje v části generátor IM generátory G_A a G_B realizované jako krystalem řízené oscilátory 10 MHz s možností rozladění o $\pm 1 \cdot 10^{-3}$ a stabilitou v řádu $(10^{-6} \div 10^{-7})$. Generátory G_A , G_B jsou uloženy v termostatu $TK 1$. Kanálové zesilovače dávají signál s možností nastavení amplitudy $(0 \div 3)$ V na impedanci 75 Ω s potlačením druhé harmonické -38 dB při ± 5 dB na výstupu.

Slučovací obvod SO umožňuje zvýšit vložný útlum signálu kanálu A ke generátoru G_B přibližně na 40 dB a potlačení druhé harmonické zvýší na -85 dB. Vložný útlum v propustném směru je přibližně 1 dB.

Měřicí přípravek MP pro piezoelektrický rezonátor je proveden jako trojbran, s přenosem uvažovaným mezi bránami 1–3. V bráně 2 je zapojen rezonátor umístěný v držáku H . Celá krystalová jednotka je v teplotní komoře $TK 2$ udržována na bodu obratu pomocí termoregulačního zařízení s tyristorovou proporcionální regulací.

Vyhodnocovací část tvoří tovární souprava Tesla BM 506 s měřicím vysílačem BM 502, gene-

i ultrazvu-

681.34

ch vln
iniku.
u pro-
ody je
gnálu

ektrickou destičku
i piezoelektrických
trických koeficien-
kladu konstantní

(1)

(2)

ermodynamického
amické intenzity
termodynamické
ktrickými moduly

$$\epsilon_{LMBCDE}^E, \quad (3)$$

irního elastického
odynamické inten-
plineárního elastic-
žky tenzorů lineár-

apětí t_{AB} můžeme
o:

$$-\frac{1}{2} H_{NALM} \Phi_{,A} \times$$

$$DEF(u_{C,D}u_{E,F} +$$

(4)

vaci potenciálu Φ
symbolem H_{NALM}
ientu.
odynamického na-

5. Diskuse

Vlastní měření se zatím neobešlo bez určitých těžkostí způsobených reálnými vlastnostmi měřicí soupravy.

Předně — kmitočtové spektrum, které jsme v rozmitaném provozu sledovali na zobrazovací jednotce, obsahovalo kromě základních signálů f_1, f_2 s úrovněmi V_{L1} a V_{L2} další význačné signály.

Jejich přítomnost jsme po rozboru spektra vysvětlili jednak vznikem zrcadlových kmitočtů přijímače, jednak (a to je mimořádně důležité) vznikem intermodulace na vstupním krystalovém filtru měřicího přijímače.

Další obtíž spočívala v tom, že zvláště pro nízké úrovně řídicích signálů je odstup úrovně intermodulačního produktu již značný a navíc je v blízkosti dominantního řídicího signálu či jeho zrcadlového obrazu v daném pásmu vstupního filtru. Při úrovni V_L (předpokládané např. v oblasti $(-80 \div -100)$ dB) v kmitočtové blízkosti signálu o úrovni -5 dB, kdy bylo třeba přepínačem značně zvýšit vstupní citlivost měřicího přijímače, znamenalo neopatrné naladění na jedné straně pásma buď rozkmitání vstupních obvodů, nebo jejich zničení.

Pro usnadnění měření bylo navrženo doplnění měřicího řetězce o další vstupní krystalový filtr, zařazený mezi měřicí trojbran a měřicí přijímač. Cílem této úpravy je potlačit úroveň řídicích signálů na vstupu měřicího přijímače a využít tak plně jeho citlivosti v úzkém pásmu.

Příkladem uváděné naměřené výsledky je třeba interpretovat s jistou opatrností. Na první pohled překvapují značné odstupy naměřených intermodulačních produktů V_L od úrovně řídicích signálů $V_{G1,2}$.

Vysvětlení však plyne ze zapojení měřicího trojbranu.

Průchodem signálu o kmitočtech f_1, f_2 vstupním děličem trojbranu se vytvoří úbytky napětí, o které se sníží úroveň $V_{G1,2}$. Tim se však sníží i řídicí napětí V_1 a V_2 na vlastním rezonátoru, tedy i intermodulační napětí V_Ω o kmitočtu $\Omega = 2\omega_1 - \omega_2$.

Hodnotě $V_{L,2} = 0,805$ V, která již významněji ovlivní úroveň produktu V_Ω , resp. V_L , odpovídá např. úroveň $V_{G1,2} = +11,75$ dB.

V daném oboru souhlasí však naměřené hodnoty s vypočtenými.

Intermodulační napětí vzorku řezu SC nebylo výpočtem ověřováno, poněvadž použitý model platí pro řezu AT. V uvedeném případě je záležitost navíc netypická svým nesymetrickým rozložením kmitočtů f_1 a f_2 ; mimo to se domníváme, že došlo ke koincidenci intermodulačního signálu s některým zrcadlovým kmitočtem měřicí soupravy či módem SC řezu. U tak speciálních řezů, jakým SC bezesporu je, by právě nežádoucí nelineární projevy měly být minimální.

6. Závěr

Experimentálně byl prokázán vznik intermodulačních produktů na křemenných rezonátorech typu AT vyrobených v k. p. TESLA Hradec Králové.

Jejich relativně nízká úroveň vzrůstá se zvyšující se úrovní řídicích signálů a se snižujícím se kmitočtovým odstupem od sériového rezonančního kmitočtu.

Naměřené hodnoty umožňují stanovit nelineární elastický modul čtvrtého řádu ($C_{6666}^E = 76 \cdot 10^{11} \text{ N} \cdot \text{m}^{-2}$ křemenného rezonátoru typu AT).

Literatura

- [1] Tiersten H. F.: *J. Acoust. Soc. Amer.* **57** (1975), 667.
- [2] Zelenka J.: *Piezoelektrické rezonátory a jejich použití*. Academia, Praha 1983.
- [3] Nosek J.: *Slaboproudý obzor* **45** (1984), č. 3, 133.
- [4] Nosek J. ve sborníku *Proc. summer symp. circuit theory, SSCT 82, Prague 1982*, 881.

Došlo 7. 3. 1984.

Analogově číslicový převodník využívající povrchových ultrazvukových vln

Doc. Ing. JAROSLAV NOSEK, CSc. — Doc. Ing. JIŘÍ ZELENKA, DrSc.,
Vysoká škola strojní a textilní, katedra elektrotechniky, Liberec

681.34

Deformace piezoelektrického výbrusu a změna rychlosti šíření povrchových ultrazvukových vln vyvolané silným elektrickým polem jsou využity pro konstrukci analogově číslicového převodníku. Jsou odvozeny vztahy umožňující přibližně určit uvedené vlivy elektrostatického nebo pomalu proměnného elektrického pole. Analogově proměnný vstupní signál přiváděný na řídící elektrody je převodníkem přeměněn na změnu kmitočtu výstupního signálu. Mezi velikostí vstupního signálu a změnou kmitočtu výstupního signálu je lineární vztah.

Úvod

V souvislosti se studiem nelineárních vlastností piezoelektrických látek byly v posledním období prohloubeny též poznatky o chování piezoelektrických výbrusů vystavených při působení slabých zpracovávaných signálů současně vlivu silných elektrostatických polí [1], [2]. Studium působení silných elektrostatických polí se přitom neomezilo jen na piezoelektrické látky uvažované v podmínkách šíření ultrazvukových objemových vln, ale pozornost byla věnována též ultrazvukovým povrchovým vlnám. Jak bylo ukázáno např. v práci [3], dochází v důsledku působení elektrostatického pole ke změně rychlosti šíření povrchových ultrazvukových vln, přičemž je současně přenos povrchových ultrazvukových vln ovlivněn, jak bylo ukázáno např. v práci [4], i deformací podložky vyvolané prostřednictvím lineárního piezoelektrického jevu elektrostatickým polem.

V dalším si všimneme možnosti využít vlivu silného elektrického pole na piezoelektrickou podložku, na jejímž povrchu se šíří povrchové ultrazvukové vlny pro realizaci analogově číslicového převodníku převádějícího stejnosměrné napětí, nebo analogově proměnný signál na změnu kmitočtu výstupního napětí převodníku.

Vliv elektrostatického pole na piezoelektrickou destičku

Vliv velkého elektrostatického pole působícího současně s malým proměnným elektrickým polem byl poprvé studován na křemenných rezonátorech typu GT určených pro jmenovitý kmitočet 100 kHz na Vysoké škole strojní a textilní v Liberci v roce 1961 [5]. Výsledný jev byl nazván polarizačním jevem a byl vyjadřován pomocí změny elastických modulů nebo koeficientů vyvolané elektrostatickým polem. Později byl tento jev Tolmanem využit při budování systému časové jednotnosti v ČSSR.

Vliv elektrostatického pole na piezoelektrickou destičku v dalším vyjádříme pomocí nelineárních piezoelektrických modulů ϵ_{NLMD} a nelineárních piezoelektrických koeficientů d_{NLMD} definovaných za předpokladu konstantní entropie takto

$$\epsilon_{NLMD} = - \frac{\partial^2 t_{LM}}{\partial \eta_{CD} \partial \xi_N}, \quad (1)$$

$$d_{NLMD} = \frac{\partial^2 \eta_{LM}}{\partial t_{CD} \partial \xi_N}, \quad (2)$$

kde t_{CD} vyjadřuje složky tenzoru termodynamického napětí, ξ_N složky vektoru termodynamické intenzity elektrického pole, η_{CD} složky tenzoru termodynamické deformace. Mezi nelineárními piezoelektrickými moduly a koeficienty platí vztah [6]

$$\epsilon_{ABCDE} = d_{AFGHK} \epsilon_{FGBC}^{\xi_N} \epsilon_{KDE} + d_{ALM} \epsilon_{LMBCDE}, \quad (3)$$

kde ϵ_{ABCD} jsou složky tenzoru lineárního elastického modulu změřené při konstantní termodynamické intenzitě elektrického pole, ϵ_{ABCDEF} složky nelineárního elastického modulu (modulu 3. řádu) a d_{ABC} složky tenzoru lineárního piezoelektrického koeficientu.

Složky tenzoru termodynamického napětí t_{AB} můžeme v souladu s prací [6] a [7] vyjádřit takto:

$$t_{LM} = (\epsilon_{LMCD}^{\xi_N} + \epsilon_{NLMD} \Phi_{,N}) u_{,CD} + (\epsilon_{NLM} - \frac{1}{2} H_{NALM} \Phi_{,N}) \times \\ \times \Phi_{,N} + \frac{1}{2} [\epsilon_{LMCD}^{\xi_N} u_{,CD} u_{E,F} + \epsilon_{LMCDEF}^{\xi_N} (u_{,CD} u_{E,F} + \\ + u_{,KC} u_{K,D} u_{E,F})], \quad (4)$$

kde symbolem $\Phi_{,N}$ jsme označili derivaci potenciálu Φ podle souřadnice x_N ($\Phi_{,N} = -\xi_N$) a symbolem H_{NALM} složky tenzoru elektrostrikčního koeficientu.

Srovnáme uvedené vyjádření termodynamického na-

pěti s vyjádřením uváděným v souvislosti s lineárními stavovými rovnicemi, z kterých se vychází při určování rezonančního kmitočtu piezoelektrických rezonátorů. Podle těchto lineárních stavových rovnic je

$$T_{LM} = c_{LMCD}^{*} u_{C,D} + e_{NLM} \Phi_{,N}, \quad (5)$$

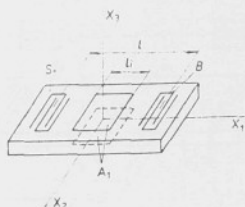
kde symbolem T_{LM} jsme označili složky tenzoru elastického napětí a symbolem c_{LMCD}^{*} složky tenzoru elastického modulu při konstantním elektrickém poli.

Při působení silného elektrostatického nebo pomalu proměnného elektrického pole na piezoelektrický výbrus kmitající v blízkosti svého rezonančního kmitočtu, můžeme kmity charakterizovat elastickým posunutím u_C a elektrické pole složkami intenzity $\xi_N = -\Phi_{,N}$. Pokud kmity výbrusu jsou velmi malé, můžeme zřejmě na pravé straně rovnice (4) zanedbat poslední člen v hranaté závorce. Ve srovnání s lineárním vyjádřením se zřejmě vlivem působení elektrického pole změni elastický modul c_{LMCD}^{*} na hodnotu c_{LMCD}^{*} a piezoelektrický modul e_{NLM} na hodnotu e_{NLM}^{*} , přičemž ze srovnání vztahů (4) a (5) vyplývá

$$c_{LMCD}^{*} = c_{LMCD}^{*} \left(1 + \frac{e_{NLMCD}}{c_{LMCD}^{*}} \Phi_{,N} \right), \quad (6)$$

$$e_{NLM}^{*} = e_{NLM} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{H_{NLM}}{e_{NLM}} \Phi_{,N} \right).$$

Vzhledem k tomu, že elastický modul c_{LMCD}^{*} a piezoelektrický modul e_{NLM}^{*} jsou lineárními funkcemi působícího elektrického pole ξ_N , budou se zřejmě uvedené moduly měnit v rytmu přiloženého elektrického pole a amplituda této změny bude lineární funkcí amplitudy tohoto pole. Pro představu o velikosti příspěvku elektrického pole na změny elastických a piezoelektrických modulů uvedme, že poměr e_{NLMCD}/c_{LMCD}^{*} dosahuje např. u krystalů $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ hodnoty řádu $10^{-10} \text{ m V}^{-1}$ a poměr H_{NLM}/e_{NLM} hodnoty řádu 10^{-8} m V^{-1} .



Obr. 1. Princip uspořádání interdigitálních měničů a řídících elektrod na piezoelektrické destičce.

Ovlivnění doby přenosu signálu elektrickým polem

Předpokládejme, že na tenkou piezoelektrickou destičku, orientovanou v ortogonálním systému os podle obr. 1 je uspořádán jednak interdigitální měnič B budící povrchové ultrazvukové vlny, jednak snímací interdigitální měnič S_1 , který povrchové ultrazvukové vlny přijímá. Předpokládejme, že destička je orientována tak, aby povrchové ultrazvukové vlny se od měniče B šířily

rovnoběžně s osou X_1 se skupinovou rychlostí v vyhovující pro $B, C = 1, 2, 3$ soustavě rovnic

$$\begin{aligned} (I_{BC}^{*} - \delta_{BC} \rho v^2) \alpha_B + I_{B4}^{*} \alpha_4 &= 0, \\ I_{44}^{*} \alpha_B + I_{44}^{*} \alpha_4 &= 0, \end{aligned} \quad (7)$$

kde koeficienty I_{BC}^{*} jsou definovány vztahy

$$\begin{aligned} I_{BC}^{*} &= b_A b_D c_{ABCD}^{*} (1 + K_{ABCD}^{*}), \\ I_{B4}^{*} &= b_A b_D e_{ABD}^{*}, \\ I_{44}^{*} &= b_A b_D e_{AD}, \end{aligned} \quad (8)$$

přičemž α_A jsou složky vlastního vektoru reprezentujícího řešení pro tři dílčí rovinné vlny, α_4 je koeficient v rovnici vyjadřující potenciál jako funkci posunutí, b_A jsou hodnoty tlumení povrchových ultrazvukových vln ve směru os X_A , K_{ABCD}^{*} jsou složky koeficientu elektromechanické vazby a e_{AB} jsou složky permitivity. V našem případě povrchových ultrazvukových vln šířících se ve směru osy X_1 je $b_1 = 1, b_2 = 0, b_3 = b$.

Řešení popisující šíření povrchových ultrazvukových vln musí vyhovovat též okrajovým podmínkám. Pro náš případ můžeme např. pro povrch destičky pokládat dále uvedená elastická napětí za nulová

$$T_{31} = T_{32} = T_{33} = 0 \quad (9)$$

a elektrické posunutí D_3 na povrchu destičky pokládat za spojitě.

Dobu, za kterou dospěje povrchová ultrazvuková vlna z osy budícího měniče do osy snímajícího měniče, označme τ , přičemž zřejmě

$$\tau = \frac{l}{v}, \quad (10)$$

kde l je vzdálenost os budícího a snímajícího měniče.

Podstatnou částí uspořádání uvedeného na obr. 1 jsou elektrody A_1 (dále označované jako řídící elektrody) nanesené mezi budící a snímající měnič. Tato dvojice elektrod má v průřezu destičky vytvořit elektrické pole. Elektrody jsou proto naneseny na horní i spodní plochu destičky. Rozměr elektrod ve směru šíření povrchových ultrazvukových vln označme l_1 .

Při připojení stejnosměrného nebo pomalu proměnného napětí na dvojici řídících elektrod se změni, jak již bylo ukázáno dříve, elastické moduly části destičky pokryté dvojicí řídících elektrod z hodnoty $c_{ABCD}^{*} = c_{LMCD}^{*}$ na hodnotu $c_{ABCD}^{*} = c_{LMCD}^{*}$ danou prvním vztahem (6). Současně dojde v důsledku piezoelektrického jevu ke změně délky l_1 pokovené části destičky o hodnotu Δl_1 . Poměrnou změnu délky pokovené části destičky můžeme z deformace S_{AB} piezoelektrického výbrusu vyvolané elektrickým polem E_C (nebo napětím mezi elektrodami Φ) a dané vztahem

$$S_{AB} = d_{CAB}^{*} E_C = d_{CAB}^{*} \Phi_C \quad (11)$$

pro dané uspořádání destičky podle obr. 1 vyjádřit takto:

$$\frac{\Delta l_1}{l_1} = d_{311}^{*} E_3, \quad (12)$$

kde d_{CAB}^{*} jsou složky tenzoru piezoelektrických koeficientů definovaných analogicky k druhému vztahu (6) takto:

$$d_{CAB}^{*} = d_{CAB} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{R_{CAB}}{d_{CAB}} \right), \quad (13)$$

kde R_{CDAB} jsou elektrostriční koeficienty, jejichž hodnoty byly např. pro krystaly $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ uveřejněny v práci [6].

V důsledku změny rychlosti šíření povrchové ultrazvukové vlny z hodnoty v na hodnotu v' a poměrné změny délky části destičky opatřené dvojicí řídicích elektrod se změni doba potřebná pro průchod povrchové ultrazvukové vlny mezi budícím měničem a snímacím měničem o hodnotu $\Delta\tau_i$, přičemž zřejmé

$$\Delta\tau_i = \frac{\Delta l_i}{v'} + \frac{l_i}{v'} - \frac{l_i}{v} = \frac{l_i}{v} \left[\frac{v}{v'} \left(1 + \frac{\Delta l_i}{l_i} \right) - 1 \right], \quad (14)$$

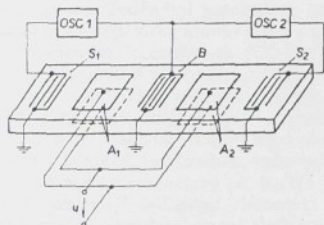
kde poměr l_i/v vyjadřuje čas τ_i potřebný pro průchod povrchové ultrazvukové vlny po povrchu části destičky opatřené řídicími elektrodami.

Poměr rychlosti šíření povrchových ultrazvukových vln v a v' je, jak vyplývá ze vztahů (7) a (8) složitou funkcí elastických modulů c_{LMCD}^* a c_{LMCD}^* piezoelektrických modulů e_{NLM} a e_{NLM} a je zpravidla nutné tento poměr pro danou orientaci destičky a daný směr šíření povrchových ultrazvukových vln určit na počítači. Abychom naznačili další postup řešení, pro jednoduchost předpokládáme, že pro uvažovaný výbrus se vztahy pro v a v' zjednoduší tak, že poměr rychlostí lze vyjádřit jednoduchým vztahem

$$\frac{v}{v'} = \sqrt{\frac{c_{LMCD}^*}{c_{LMCD}^*}}. \quad (15)$$

Po dosazení z prvního vztahu (6) obdržíme

$$\frac{v}{v'} = \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{e_{NLMCD}}{c_{LMCD}^*} \Phi_{\cdot N}}} = 1 - \frac{1}{2} \frac{e_{NLMCD}}{c_{LMCD}^*} \Phi_{\cdot N}. \quad (16)$$



Obr. 2. Principiální uspořádání analogového číslicového převodníku na piezoelektrické destičce.

Po dosazení ze vztahu (11) a vztahu (16) do vztahu (14) a po zanedbání členu

$$\frac{1}{2} \frac{e_{NLMCD}}{c_{LMCD}^*} \Phi_{\cdot N} \cdot \frac{1}{2} \frac{R_{CDAB}}{d_{CAB}} \Phi_{\cdot C}$$

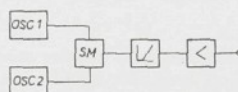
obdržíme

$$\frac{\Delta\tau_i}{\tau_i} = d_{CAB} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{R_{CDAB}}{d_{CAB}} \right) \Phi_{\cdot C} - \frac{1}{2} \frac{e_{NLMCD}}{c_{LMCD}^*}. \quad (17)$$

Uspořádání analogové číslicového převodníku

Ze vztahu (17) vyplývá, že stejnosměrným nebo pomalu proměnným napětím $u = \Phi$ lze plynule měnit dobu přenosu signálu mezi budícím a snímacím měničem. Pro využití změny doby přenosu řídicím napětím pro konstrukci analogové číslicového převodníku předpokládáme symetrické uspořádání podle obr. 2.

Uprostřed tenké piezoelektrické destičky je uspořádán interdigitální měnič B budící povrchové ultrazvukové vlny tak, aby se šířily na obě strany od měniče ve směru osy X_1 . Na okrajích destičky jsou umístěny snímací interdigitální měniče S_1 a S_2 . Mezi budícím a snímacími měniči jsou uspořádány dvojice řídicích elektrod A_1 a A_2 . Řídicí elektrody jsou propojeny tak, aby jejich polarita byla právě opačná. Způsobí-li při takovém propojení elektrod řídicí napětí u na páru elektrod A_1 prodloužení doby průchodu signálu o $\Delta\tau_i$, potom párem elektrod A_2 způsobí toto napětí zkrácení doby přenosu o stejnou hodnotu.



Obr. 3. Blokové schéma vyhodnocení výstupní číslicové veličiny převodníku.

Budou-li přenosové cesty mezi budícím B a snímacími S_1 a S_2 měniči součástí dvou oscilátorů OSC_1 a OSC_2 , potom prodloužení doby přenosu způsobí snížení kmitočtu oscilátoru a zkrácení doby přenosu zvýšení kmitočtu oscilátoru. Rozdíl kmitočtů oscilátorů OSC_1 a OSC_2 je potom funkcí řídicího napětí u a může být číslicově vyhodnocován např. v obvodu, jehož blokové schéma je uvedeno na obr. 3.

Závěr

Analogové číslicový převodník vycházející z naznačeného principu je vhodný pro vstupní napětí až do několika desítek voltů. Nevyžaduje referenční zdroj napětí a pracuje s podstatně stabilnějšími prvky. Při řídicím napětí 10 V a jmenovitém kmitočtu oscilátorů 30 MHz lze očekávat celkovou změnu kmitočtu přibližně 40 Hz.

Literatura

- [1] Aleksandrov, K. S. - Zaitseva, M. P. - Sysoev, A. M. - Kokorin, Yu. I.: The piezoelectric resonator in a dc electric field. *Ferroelectrics*, 41, 1982, s. 3 až 8.
- [2] Zelenka, J.: The influence of the polarizing field on piezoelectric resonators with high electromechanical coupling. *Ferroelectrics*, 41, 1982, s. 35 až 38.
- [3] Zelenka, J.: Šíření ultrazvukových povrchových vln v silném elektrostatickém poli. III. celostátní seminář „Optická komunikace“, Praha 9. až 11. 2. 1982.
- [4] Inaba, R. - Kasahara Y.: An electrostatic voltage sensor using surface acoustic waves. *IEEE Trans. Son. Ultrason.*, SU-19, 1982, č. 6, s. 381 až 385.
- [5] Hruška, K.: The influence of an electric field on the frequency of piezoelectric cuts. *Czech. J. Phys.*, B11, 1961, s. 150 až 152.
- [6] Aleksandrov, K. S. - Kokorin, Yu. I. - Zaitseva, M. P.: Sootnošenija meždu nelinejnymi elektromechaničeskimi

Nelineární elektrický náhradní obvod piezoelektrického rezonátoru

Ing. JAROSLAV NOSEK, CSc.,

Vysoká škola strojní a textilní, katedra elektrotechniky, Liberec

621.372.412

V článku je věnována pozornost modelování nelineárních vlastností piezoelektrického křemenného rezonátoru, z nichž jsme vybrali závislost rezonančního kmitočtu na úrovni buzení. Je sestaven nelineární elektrický náhradní obvod rezonátoru s dominujícími elastickými nelinearitami. Obvod je analyzován metodou ekvivalentní linearizace a výsledky jsou zpracovány pomocí počítače.

Úvod

Nelineární vlastnosti piezoelektrických rezonátorů mohou významně ovlivnit stabilitu kmitočtu a šumové spektrum oscilátorů s velkou stabilitou, v důsledku vzniku intermodulačních produktů však rovněž snížit jakost selektivních přenosových bloků. Z těchto důvodů je v poslední době věnována značná pozornost jejich analýze a začlenění výsledků této analýzy do současné struktury teorie elektrických obvodů.

Piezoelektrický rezonátor kmitající vynucenými kmitů má zásluhou vazby mezi harmonicky proměnným elektrickým polem a mechanickou deformací výbrusu při kmitočtech blízkých mechanické rezonanci výrazné elektrické imitační charakteristiky. S cílem začlenit tyto vlastnosti do systému elektrických obvodů byly vytvářeny elektrické náhradní obvodové modely, vyjadřující chování piezoelektrického rezonátoru v určitém kmitočtovém pásmu. Nejznámější z elektrických náhradních obvodů je lineární obvod se soustředěnými parametry, sestávající ze sériové spojeného rezistoru, induktoru a kapacitoru, s paralelně připojeným kapacitorem [1], [9]. Takový obvod je platný pro okolí h -ého rezonančního kmitočtu. Uvedený lineární elektrický náhradní obvod sestává z obvodových prvků nezávislých na velikosti napětí aplikovaného na elektrodách rezonátoru nebo na proudu, který rezonátorem protéká, je modelem, vyhovujícím pro malé ztrátové výkony na rezonátoru ($< 5 \mu W$). Při větších zátěžích se projevují nelineární vlastnosti, z nichž největší význam mají závislost rezonančního kmitočtu na úrovni buzení a změna náhradního odporu R_h , resp. činitele jakosti s úrovní buzení. Při značném zvýšení úrovně buzení se objevují deformace rezonanční křivky amplitudy a fáze, skoková změna amplitudy a relativní rozšíření spektrální linie [1], [2].

Závislost rezonančního kmitočtu na úrovni buzení (anizochronismus) lze u křemenných rezonátorů vysvětlit změnou elastických modulů a teplotními jevy v samotném rezonátoru.

Popsané nelineární vlastnosti byly modelovány např. Tierstenem [3] a Gagnepainem [1], který uvažoval náhradní obvod s prvky R_h , C_h , L_h a C_0 závislými na proudu rezonátorem.

Naším cílem však bude zjednodušení nelineárního náhradního obvodu na základě odlišného přístupu ke stanovení charakteristik dominujících nelineárních obvodových prvků, i zjednodušení matematické reprezentace.

Nelineární elektrický náhradní obvod rezonátoru

Z nelineárních projevů piezoelektrického křemenného rezonátoru lze za stěžejní považovat změnu rezonančního kmitočtu v závislosti na úrovni buzení. Tato změna byla v minulosti zjištěna experimentálně, např. [4], a po aproximaci vyhodnocena jako parabolická závislost rezonančního kmitočtu na proudu protékajícím rezonátorem.

Kmitočtová změna je v zásadě funkcí nejen proudu, ale i napětí na rezonátoru [3]. Vzhledem k tomu, že příspěvek členu s napětím na rezonátoru U_k^2 lze zanedbat [5], vychází závislost poměrné kmitočtové změny plankonvexního rezonátoru na proudu ve tvaru

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = D_T I^2, \quad (1)$$

kde

$$D_T = \frac{K_1 K_3}{\omega_0^2} = \frac{9}{16} \frac{\gamma N^2 \pi^2}{c_{66}^0 \omega_0^2 S_{e,red}^2 \cdot 8e_{26}^2} \quad (2)$$

Ve vztazích (1) a (2) jsme přitom symbolem

I označili amplitudu proudu rezonátorem, ω_0 vlastní rezonanční kmitočet rezonátoru, γ nelineární elastický modul, definovaný v [3], N řád harmonické, c_{66}^0 lineární elastický modul druhého řádu (tenzor 4. řádu), určený při konstantní elektrické indukci. $S_{e,red}$ je redukovaná plocha elektrod plankonvexního rezonátoru [5], e_{26} piezoelektrický modul.

Vyjádříme

$$\omega^2 = \omega_0^2 (1 + 2D_T I^2 + D_T^2 I^4) \quad (3)$$

a zanedbáme v dalším člen $D_T^2 I^4$.

Uvedený matematický model lze reprezentovat pomocí elektrického náhradního obvodu s nelineárními prvky R , L , C dynamické větve, závislými v sériové rezonanci na proudu rezonátorem. Uvažme však, které prvky budou mít svou nelinearitou vliv dominantní.

Je-li $\omega = \omega_s = f(I^2)$, budou obecně i nelineární prvky L a C záviset na proudu rezonátorem. Pro sériový rezonanční kmitočet, při kterém je admitance rezonátoru reálná, platí

$$\omega_s^2 = \frac{1}{L(I)C(I)} \quad (4)$$

činitel jakosti rezonátoru je určen vztahem

$$Q = \frac{\omega_s(I) L(I)}{R(I)}. \quad (5)$$

Jestliže jsme uvažovali příčinu nelineárních projevů piezoelektrického rezonátoru se slabou elektromechanickou vazbou v elastické oblasti a vyjádřili je elastickými moduly vyšších řádů, přisuzujeme nyní nelineární závislost rezonančního kmitočtu na proudou především vlivu lineárního kapacitoru $C(I)$ dynamické větve. I v lineární analýze totiž pouze C_h závisí, kromě rozměru rezonátoru AT , řádu harmonické a piezoelektrického modulu, účinném elastickém modulu c_{66}^0 . Pro tloušťkově střížné nity pootočených řezů Y jsou přitom moduly třetího řádu nulové. Využijeme-li analytické závislosti (1), dále stahu (2), (3) a (4), vychází pro $L = L_h$ proudové závislé nelineární kapacitor ve tvaru

$$C(I) = \frac{1}{L_h \omega_0^2 (1 + 2D_T I^2)} = \frac{C_b}{1 + 2D_T I^2}. \quad (6)$$

ro další úvahy je výhodné zavést inverzní kapacity

$$\Gamma_c = \frac{1}{C}, \quad \Gamma_{ch} = \frac{1}{C_h} \quad (7)$$

vztah (6) přepsat do tvaru

$$\Gamma_c(I) = \Gamma_{ch}(1 + 2D_T I^2) = a_0 + a_2 I^2, \quad (8)$$

že I je amplituda proudu rezonátorem v sériové rezonanci.

Dalším nelineárním obvodovým prvkem uvažovaného rezonátoru je proudově závislý nelineární rezistor $R(I)$, jeho nelineární charakteristiku je obtížné určit analyticky. Z experimentálních výsledků [2], [6] lze však změřenou závislost v oblasti proudů 10^{-5} až $2 \cdot 10^{-4}$ A aproximovat funkcí ve tvaru mocninového mnohočlenu

$$y = b_0 + b_1 x + b_2 x^2 + \dots = \sum_{n=0}^N b_n x^n \quad (9)$$

konstantními koeficienty $b_0, \dots, b_N$ a možností určit koeficienty aproximační funkce nejlépe metodou interpolace či metodou nejmenšího součtu čtverců odchylek. Vazujeme-li vliv nelineárního koeficientu tlumení nejvýše čtvrtého řádu [1], právě tak jako absenci koeficientu tlumení třetího řádu, lze v aproximační funkci zít v úvahu nejvýše člen $b_2 x^2$, položit $b_1 = 0$ a nelineární závislost rezistoru na proudou formulovat ve tvaru

$$R = R_0(1 + \beta I^2) = b_0 + b_2 I^2. \quad (10)$$

Vzhledem ke skutečnosti, že činitel jakosti (5) piezoelektrických křemenných rezonátorů uvažovaného typu je obvykle velmi vysoký ($Q \sim 10^6$), je oprávněná úvaha dominantním příspěvkem nelineárního kapacitoru ke změně rezonančního kmitočtu. Vlastní změna činitele jakosti v důsledku vysoké úrovně buzení je rovněž funkcí proudu $Q = f(I^2)$.

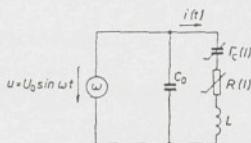
Kmitočtová změna ovlivněná činitelem jakosti v důledku závislosti nelineárního rezistoru na proudou je proto zanedbatelná.

Závislost paralelní kapacity C_0 na proudou, zprostředkované nelineárním koeficientem permitivity ϵ_{2222} , lze pro blízké okolí ω_0 zanedbat, právě tak jako její vliv na hodnoty dynamických prvků [7].

Elektrický nelineární obvodový model rezonátoru je na základě těchto úvah na obr. 1. Důležitou otázkou je určení koeficientů aproximačních závislostí (8) a (10). Pro křemenný plankonvexní rezonátor AT o průměru 17 mm, tloušťce v místě vrchliku $2h' = 1,696$ mm, průměru zlaté elektrody $\varnothing_{el} = 5$ mm, poloměru zakřivení $r = 100$ mm, kmitající na páté harmonické tloušťkové střížnými kmitu, vychází podle našich zjištění [5] koeficient $2D_T = 2,0,574 A^{-2}$, závislý na poloměru zakřivení vypuklé plochy. Stejný typ rezonátoru byl měřen v práci [1], z čehož můžeme pro nelineární rezistor vyvodit koeficient $\beta \sim 5 \cdot 10^4 A^{-2}$. Lineární parametry L_h, C_b, R_b určíme výpočtem nebo měřením ($L_h = 4$ H, $R_b = 165 \Omega$, $Q = 0,8 \cdot 10^6$, $\omega_0 = 2\pi \cdot 5 \cdot 10^6 s^{-1}$).

Analýza nelineárního selektivního obvodu

Nelineární obvodový model podle obr. 1 je vzhledem k přítomnosti nelineárního akumulčního prvku nelineárním obvodem druhého řádu. K jeho analýze lze použít metodu ekvivalentní linearizace již vzhledem ke skutečnosti, že nás zajímají první harmonické proudy a napětí



Obr. 1. Nelineární obvodový model rezonátoru buzeného harmonickým napětím $u(t)$. Dynamickou větví protéká proud $i(t)$, I je jeho amplituda.

selektivního obvodu. Podstata kvazilineární metody spočívá v záměně nelineárního prvku fiktivním prvkem, který reaguje svým parametrem na amplitudu procházejícího proudu nebo napětí [8]. Při konstantní amplitudě se chová nelineární prvek jako prvek lineární s konstantním parametrem. Pro první harmonickou složku zavádíme proto střední parametr prvku, definovaný tvarem

$$P_s(X_1) = \frac{Y_1}{X_1}, \quad (11)$$

kde Y_1 je amplituda harmonické složky výstupní veličiny $y(t)$, X_1 je amplituda nezávislé harmonické vstupní veličiny $x(t)$. Po náhradě je nelineární obvod popsán lineární rovnicí.

Nelineárnost charakteristiky prvku je příčinou vzniku nových harmonických složek a projevuje se v nelineární závislosti středního parametru na amplitudě elektrické veličiny.

Vlastní analýzu provedeme ve dvou etapách. Nejprve stanovíme ekvivalentní střední parametry nelineárních prvků obvodu $R_s(I_1)$ a $\Gamma_{cs}(I_1)$, ve druhé etapě sestavíme lineární rovnici obvodu se středními parametry a první harmonické složky napětí a proudu. Řešením rovnice vzhledem k amplitudě proudu I_1 získáme rezonanční křivky $I_1(\omega)$ s parametrem U_1 , popřípadě fázové charakteristiky $\varphi(\omega)$ s parametrem U_1 nebo proudou I_1 .

Vzhledem k výrazné selektivní vlastnosti obvodu

podle obr. 1 při sériové rezonanci (odpovídající vlastnímu mechanickému kmitočtu rezonátoru) je proud $i(t)$ s dynamickými parametry přibližně harmonický. Střední parametry $R_s(I_1)$ a $\Gamma_{cs}(I_1)$ se proto nebudou příliš lišit od nelineárních závislostí $R(I)$ a $\Gamma(I)$, popsanych vztahy (8) a (10).

V souladu s principem harmonické rovnováhy určíme R_s lineárního ekvivalentního rezistoru a $\Gamma_{cs} = 1/C_s$ lineárního ekvivalentního kapacitoru tak, aby při průchodu harmonického proudu

$$i = I_1 \cos(\omega t + \varphi) = I_1 \cos \alpha \quad (12)$$

byly amplitudy prvních harmonických složek napětí na ekvivalentním lineárním a nelineárním prvku stejné. Harmonický proud $i(\alpha)$ vytvoří na nelineárním prvku neharmonické napětí $u(\alpha)$ s periodou 2π , které lze vyjádřit pomocí Fourierovy řady

$$u(\alpha) = \sum_{n=0}^{\infty} U_n \cos n\alpha, \quad (13)$$

s amplitudami jednotlivých harmonických složek

$$U_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\alpha) \cos n\alpha \, d\alpha, \quad n = 1, 2, \dots, \quad (14)$$

z nichž nás zajímá první harmonická složka napětí na prvku U_1 . Určení ekvivalentního prvku závisí na porovnání amplitudy napětí na tomto prvku s napětím U_1 .

Ekvivalentní rezistor $R_s(I_1)$

Z aproximační závislosti pro okamžitou hodnotu proudu

$$R(i) = b_0 + b_2 i^2 = b_0 + b_2(t) I^2 \quad (15)$$

stanovíme voltampérovou charakteristiku nelineárního rezistoru.

$$R(i) = \frac{u(i)}{i} = b_0 + b_2 i^2, \quad (16)$$

z toho

$$u(i) = b_0 i + b_2 i^3. \quad (17)$$

Rezistor napájíme ze zdroje harmonického proudu $i = I_1 \cos \alpha$, který vytvoří na prvku neharmonické napětí

$$u = I_1 b_0 \cos \alpha + b_2 I_1^3 \cos^3 \alpha. \quad (18)$$

Vztah upravíme

$$u = \left(b_0 I_1 + \frac{3}{4} b_2 I_1^3\right) \cos \alpha + \frac{1}{4} b_2 I_1^3 \cos 3\alpha \quad (19)$$

a vyjádříme první harmonickou složku napětí na rezistoru

$$U_{1R} = b_0 I_1 + \frac{3}{4} b_2 I_1^3. \quad (20)$$

Ekvivalentní rezistor pro první harmonické složky vychází ve tvaru

$$R_s(I_1) = \frac{U_{1R}}{I_1} = b_0 + \frac{3}{4} b_2 I_1^2. \quad (21)$$

Ekvivalentní kapacitor $\Gamma_{cs}(I_1)$

Aproximační kvadratická závislost kapacity na proudu má tvar

$$\Gamma_c(i) = a_0 + a_2 i^2. \quad (22)$$

Nelineárním prvkem prochází harmonický proud $i = I_1 \cos \omega t$, takže závislost kapacity prvku na čase

$$\Gamma_c(t) = a_0 + a_2 I_1^2 \cos^2 \omega t = \frac{1}{C(t)}. \quad (23)$$

Vyjádříme napětí na prvku vztahem

$$u(t) = \frac{Q(t)}{C(t)}, \quad (24)$$

kde

$$Q(t) = \int_0^t i(\tau) \, d\tau = \int_0^t I_1 \cos \omega \tau \, d\tau = \frac{I_1}{\omega} \sin \omega t. \quad (25)$$

Neharmonické napětí, vyjádřené vztahem

$$u(t) = \frac{I_1}{\omega} \sin \omega t (a_0 + a_2 I_1^2 \cos^2 \omega t), \quad (26)$$

má obecný tvar řady

$$u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} (U_{1n} \sin n\omega t + U_{2n} \cos n\omega t) = \sum_{n=0}^{\infty} U_n \sin(n\omega t + \varphi_n). \quad (27)$$

Další úpravou a porovnáním příslušných složek získáme první harmonickou složku napětí U_1 .

$$\begin{aligned} \frac{u(t)}{\sin \omega t} &= \frac{I_1}{\omega} \left[a_0 + \frac{a_2 I_1^2 (1 + \cos 2\omega t)}{2} \right], \\ \frac{u(t)}{\sin \omega t} &= \frac{I_1}{2\omega} (2a_0 + a_2 I_1^2 + a_2 I_1^2 \cos 2\omega t). \end{aligned} \quad (28)$$

Zřejmé

$$\begin{aligned} \frac{(U_{11} \sin \omega t + U_{12} \cos \omega t + U_{21} \sin 2\omega t + U_{22} \cos 2\omega t)}{\sin \omega t} &= \\ &= \frac{I_1}{2\omega} (2a_0 + a_2 I_1^2 + a_2 I_1^2 \cos 2\omega t), \end{aligned} \quad (29)$$

$$U_{11} \sin \omega t + U_{12} \cos \omega t = \frac{I_1}{2\omega} \sin \omega t \left(a_0 + \frac{a_2}{2} I_1^2 \right), \quad (30)$$

z čehož

$$U_{11} \sin \omega t = \frac{I_1}{\omega} \sin \omega t \left(a_0 + \frac{a_2}{2} I_1^2 \right), \quad (31)$$

$$U_{1c} = U_{11} = \frac{I_1}{\omega} \left(a_0 + \frac{a_2}{2} I_1^2 \right). \quad (32)$$

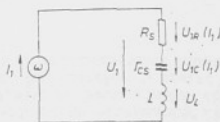
Ekvivalentní kapacitor je pak vyjádřen funkcí

$$\Gamma_{cs}(I_1) = \frac{\omega U_{1c}}{I_1} = a_0 + \frac{a_2}{2} I_1^2, \quad (33)$$

kde

$$\Gamma_{cs} = \frac{1}{C_s}.$$

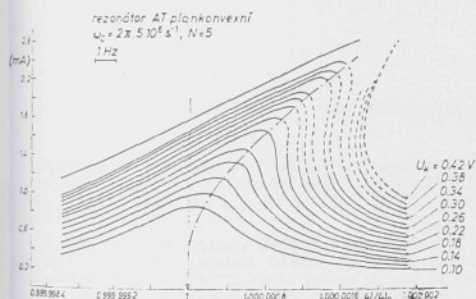
Určení ekvivalentních prvků R_s a Γ_{cs} umožní sestavení nelineárního obvodového modelu dynamické větve elektrického náhradního obvodu, určující sériový rezonanční kmitočet piezoelektrického rezonátoru. Obvod je napájen ze zdroje harmonického proudu o kmitočtu první harmonické složky. Proud I_1 vytváří na prvcích příslušné úbytky napětí.



Obr. 2. Nelineární obvodový model dynamické větve s ekvivalentními prvky R_s a Γ_{cs} .

Nelineární neautonomní obvod dynamické větve určující sériový rezonanční kmitočet ω s příslušnými ekvivalentními prvky podle obr. 2 je reprezentován lineární rovnici se středními parametry ekvivalentních lineárních prvků. S výhodou užijeme komplexního symbolického zápisu

$$U_1 = Z_s I_1 = \left(R_s + j\omega L + \frac{1}{j\omega C_s} \right) I_1. \quad (34)$$



Obr. 3. Vypočítané závislosti $I = f(\omega/\omega_0)$ s parametrem U_k .

Amplituda proudu

$$I_1 = \frac{U_1}{\sqrt{R_s^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_s} \right)^2}} = \frac{U_1}{\sqrt{\left(b_0 + \frac{3}{4} b_2 I_1^2 \right)^2 + \left(\omega L - \frac{2a_0 + a_2 I_1^2}{2\omega} \right)^2}}. \quad (35)$$

Rovnice (35) umožňuje získat parametrickou skupinu rezonančních křivek $I_1(\omega)$ s parametrem U_1 .

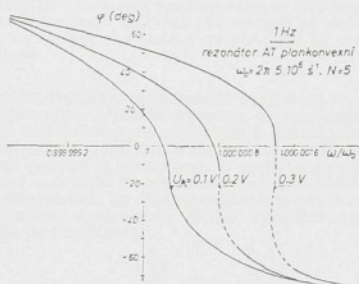
Komplexní střední ekvivalentní impedance $Z_s(I_1)$

$$Z_s = R_s + j \left(\omega L - \frac{\Gamma_{cs}}{\omega} \right) \quad (36)$$

je nám východiskem pro vyjádření argumentových charakteristik $\varphi(\omega)$ s parametrem proudu I_1

$$\varphi = \arctg \frac{\text{Im } Z_s}{\text{Re } Z_s} = \arctg \frac{\omega L - \frac{2a_0 + a_2 I_1^2}{2\omega}}{b_0 + \frac{3}{4} b_2 I_1^2}. \quad (37)$$

Rovnice (35) a (37) byly řešeny pro parametry náhradního plankonvexního křemenného rezonátoru typu AT,



Obr. 4. Vypočítané závislosti $\varphi = f(\omega/\omega_0)$ s parametrem U_k .

kmitajícího tloušťkově střížnými kmity na páté harmonické jmenovitým kmitočtem 5 MHz, pomocí počítače EC 1033 a rezonanční, resp. fázové křivky byly zakresleny na obr. 3 a obr. 4.

Závěr

Nelineární elektrický náhradní obvod křemenného rezonátoru, který byl sestaven, je podstatně jednodušší než model Gagnepainův [1]. Byly stanoveny charakteristiky dominantních nelineárních obvodových prvků a analyticky vyjádřeny parametrické závislosti amplitudy a fáze na normovaném úhlovém kmitočtu. Dosažené výsledky byly na pracovišti potvrzeny experimentem, a to pro křemenné plankonvexní rezonátory typu AT, kmitající tloušťkově střížnými kmity na páté harmonické kmitočtem 5 MHz.

Literatura

- [1] Gagnepain, J. J. - Besson, R.: Physical acoustics (Mason, Thurston), vol. XI. New York, San Francisco, London, Academic Press 1975, kap. 5.
- [2] Semiglazov, A. M.: Kvarcevyje rezonatory. Moskva, Radio i Svyaz 1982.
- [3] Tiersten, H. F.: Analysis of nonlinear resonance in thickness-shear and trapped-energy resonators. J. Acoust. Soc. Am., 59, 1976, č. 4, s. 866 až 878.
- [4] Zelenka, J.: Vysoce přesné piezoelektrické křemenné rezonátory. Rozpravy ČSAV, 80, 1970, č. 1.
- [5] Nosek, J.: Závislost rezonančního kmitočtu piezoelektrických rezonátorů na velikosti budícího proudu. IV-th ICEC. Praha 1979.
- [6] Nosek, J.: Nonlinear properties of the AT-cut quartz resonators. International acoustical conference „Ultrasound '81“. Praha 1981.
- [7] Gagnepain, J. J.: Étude d'un schéma équivalent du résonateur à quartz rendant compte de ses propriétés

- nonlinéaires. Annales Françaises de chronométrie et de micromécanique. Besançon 1973, s. 10 až 21.
- [8] Kouřil, F. - Vrbka, K.: Teorie nelineárních a parametrických obvodů. Praha, SNTL, ALFA 1981.
- [9] Petřížka, V. a kol.: Piezoelektrika a její technické použití. Praha, ČSAV 1960.

piezoelektrischen Resonators, besonders der Frequenzabhängigkeit vom Strom, der durch den Resonator fließt, gewidmet. Es ist nichtlineare elektrische Ersatzschaltung des Resonators mit dominierenden elastischen nichtlinearen Abhängigkeiten formiert. Die Ersatzschaltung ist analysiert mit der Methode der äquivalenten Linearisation analysiert und die Ergebnisse sind mit Hilfe des Rechners bearbeitet.

Nonlinear electric equivalent circuit of the piezoelectric resonator. The attention in the contribution is given to the modeling of the nonlinear properties of the piezoelectric resonator, from which we have drawn the dependance of the resonant frequency on the current through the resonator. The nonlinear electric equivalent circuit of the resonator with the dominant nonlinearities is put together. The circuit is analysed utilizing the method of the equivalent linearisation and the results are obtained by means of the computer.

Schéma électrique non-linéaire équivalent du résonateur piezoelectrique. L'article s'occupe de modelage des propriétés non-linéaires du résonateur à quartz, surtout de la dépendance de la fréquence résonnante du niveau de voltage appliqué sur le résonateur. Il apporte un schéma non-linéaire électrique du résonateur aux non-linéarités élastiques dominantes. Le schéma est analysé par la méthode de linéarisation équivalente et les résultats sont traités à l'aide de l'ordinateur.

Нелинейная электрическая запаяная схема пьезоэлектрического резонатора. В статье уделяется внимание моделированию нелинейных свойств пьезоэлектрического кварцевого резонатора, из которых мы изучали зависимость резонансовой частоты от уровня возбуждения. Построена нелинейная электрическая схема резонатора с главными нелинейностями эластического характера. Анализ схемы проведен методом эквивалентной линеаризации и результаты получены с помощью вычислительной машины.

Die nichtlineare elektrische Ersatzschaltung des piezoelektrischen Resonators. Die Aufmerksamkeit im Artikel ist der Modellierung des nichtlinearen Eigenschaften des

Přístroje pro vědecké účely

661.5

Růžičková, A. - Kaplan, J.: Technickoekonomické směry ve vývoji přístrojů pro vědecké účely. Vydalo ÚVTEI úsek 4, Praha 1983, ev. ozn. SIVO 1857. 78 str., 5 tab., cena brož. výt. Kčs 42,-.

Vědecké přístroje můžeme definovat jako přístroje pro vědecké účely, pro vědecká bádání (v cizích jazycích „naučnýje“ a „scientific“). Vedle tohoto pojmu se často vyskytuje označení „laboratorní“, přičemž hranice mezi těmito dvěma pojmy není vždy zcela zřejmá. Mezi charakteristické vlastnosti vědeckých přístrojů patří zejména velké množství typů při jejich poměrně malé využitelnosti, vysoké požadavky na technické parametry a poměrně krátká typová životnost. Tyto vlastnosti přinášejí z ekonomického hlediska větší nákladovost a při organizaci výroby specifické obtíže; jejich výroba vyžaduje velký sortiment materiálů i prvků výpočetní techniky, častou změnu zařízení a technologického vybavení a daleko vyšší kvalifikaci odborníků, účastníků se procesu výroby. Stále více se prosazuje modulový a stavebnicový charakter přístrojů, jejichž produkci je možno pokládat za samostatný výrobní obor.

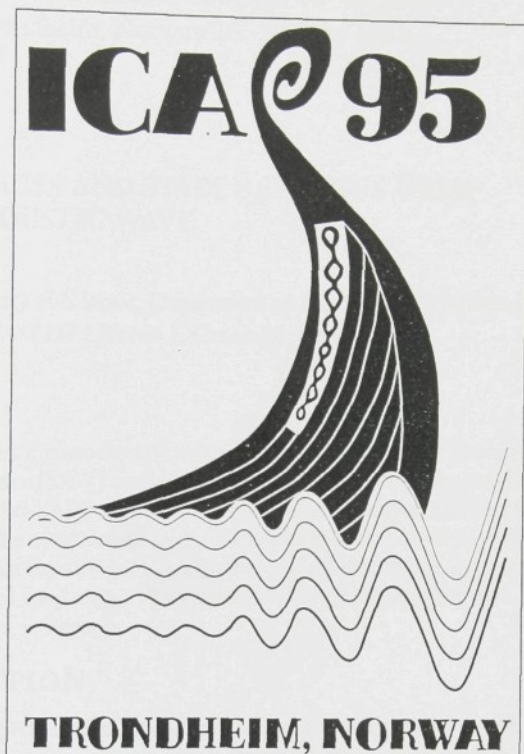
Rozvoji vědeckých přístrojů se dostává soustředěné pozornosti zejména v posledních pěti letech, což vedlo také oddělení progresivní techniky pražského ÚVTEI k vydání studie věnované této specifické problematice. Práce navazuje na dvě studie o výrobě přístrojů, které byly v letech 1980 až 1982 v ÚVTEI napsány: SIVO 1730 „Technickoekonomické tendence v rozvoji výroby přístrojů“ a SIVO 1776 „Vývojové směry vědeckotechnických poznatků ve výrobě přístrojů“.

Po úvodním výkladu pojmu „vědecké přístroje“ a vytyčení jejich charakteristických rysů jsou dále uvedeny hlavní požadavky na vědecké přístroje, pokusy o klasifikaci SITC, ts. třídění průmyslových oborů a výrobků, členění

podle sovětských pramenů a materiálů RVHP) a informace o technickoekonomickém rozvoji vědeckých přístrojů v zemích RVHP, a zejména v SSSR. Na půdě RVHP byl vypracován tzv. „Dlouhodobý program spolupráce zemí RVHP v oblasti vědeckých přístrojů a automatizace výzkumu“ s cílem vymanit tento obor ze závislosti na průmyslové a technicky vyspělých kapitalistických zemích. V SSSR lze zaznamenat zejména pro příští pětiletky intenzivní nástup k dobudování nezávislé a ve světovém měřítku špičkové základny vědeckých přístrojů. Toto vývojové úsilí je dobře patrné na dosavadním i plánovaném rozvoji skupiny analytických přístrojů. Zde má být v 11. pětiletce podstatně rozšířena nomenklatura těchto přístrojů, posílen právě podíl analytických přístrojů pro vědecký výzkum, velmi intenzivně rozvíjeny přístroje pro kontrolu životního a pracovního prostředí a zdokonalována metrologická a etalonová báze.

V dalších kapitolách následuje výklad o progresivních technických směrech uplatňovaných ve vývoji vědeckých přístrojů, jako jsou mikroelektronika, integrovaná optoelektronika, laserová technika, elektroluminiscence, mikroprocesory, přidavné paměti, technika elektronového paprsku, supravodivost, vláknová optika, kapale krystaly apod. Současnou technickou úroveň vědeckých přístrojů ve světě ukazuje kapitola sestavená z údajů o konkrétních již vyvinutých a vyrobených typech (optické a elektronové mikroskopy, spektrální fotometry, laserová technika, fluorescenční a luminiscenční technika, hmotové spektrometrie, chromatografie, rentgenová spektrometrie, radiografie a analýza). Práci uzavírá několik ekonomických poznatků k problematice vědeckých přístrojů, excerptovaných ze zahraničních, zejména amerických odborných časopisů a firemních údajů.

(tes)



**Proceedings of the 15th
International Congress on Acoustics**

Trondheim, Norway, 26 -30 June 1995

VOLUME I



15th International Congress on Acoustics
Trondheim, Norway 26 - 30 June 1995

HIGHLY-PRECISE AND STABLE SENSORS WITH SURFACE ACOUSTIC WAVE

Jaroslav Nosek

Technical University of Liberec, Department of Electrical Engineering,
Halkova str. 6, CZ-46117 Liberec 1, Czech Republic.

SUMMARY

The deformation of a piezoelectric substrate and the velocity change of the propagating surface acoustic wave (SAW) caused by a strong electric field are used to design an analog-digital converter and SAW sensor. The relations are derived facilitating the approximate determination of the mentioned effects of the electrostatic or slowly changing electric field. The analog variable input signal fed to the control electrodes is converted to a variation of the output signal frequency. The relation between the input signal value and the signal frequency variation is linear.

INTRODUCTION

The study of properties of piezoelectric materials and conditions of bulk acoustic wave (BAW) and surface acoustic wave (SAW) propagation in piezoelectric medium makes possible the realization of a lot of extreme sensitive sensors used at the present time both in laboratories and industry. However, there are less-known applications based on the utilization of non-linear properties of piezoelectric substrate subjected to a strong electric field at the presence of small signals [1]. In the paper we take an attention to the possibility of the use of the effect of strong electric field on piezoelectric substrate with SAW propagating on its surface.

PIEZOELECTRIC SUBSTRATE SUBJECTED TO ELECTROSTATIC FIELD

The effect of a strong electrostatic field acting simultaneously with a small varying field was studied at the first time for GT cut quartz resonators in TU Liberec in 1961. The resulting effects was termed a polarization effect [2]. In a later work [3] the effect of a strong electrostatic or slowly varying electric field acting to a piezoelectric cut vibrating near its resonance was described with an aid of the change of elastic modulus c_{LMCD}^E to the value c_{LCMD}^* and piezoelectric modulus e_{LMN} to e_{LMN}^* by relations

$$c_{LCMD}^* = c_{LCMD}^E \left(1 + \frac{e_{NLMCD}}{C_{LCMD}^E} \Phi_{,N} \right) \quad (1)$$

$$e_{NLM}^* = e_{NLM} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{H_{NALM}}{e_{NLM}} \Phi_{,A} \right) \quad (2)$$

where symbol c_{LMCD}^{ξ} was used for components of the second rank linear elastic modulus measured at constant thermodynamic electric field strength, Φ is potential related to the electric field components by $\xi_n = -\Phi_{,n}$ and H_{NALM} are components of the electrostriction coefficient. Due to the fact that elastic modulus c_{LMCD}^{ξ} and piezoelectric modulus e_{NLM}^{ξ} are linear functions of electric field ξ_N the above mentioned module will change by acting electric field and the amplitude of the change will be a linear function of the field.

TRANSMISSION TIME DELAY DUE TO ELECTRIC FIELD

Let us suppose a thin piezoelectric plate with orthogonal coordinate system as in Fig. 1. Two interdigital transducers, one as a SAW transmitter (IDT_S) and the other as a SAW

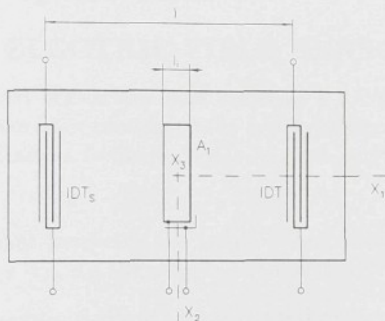


Figure 1: Arrangement of control electrodes on piezoelectric substrate with interdigital transducers IDT_S and IDT

receiver (IDT), are on its surface.

An important part of the arrangement there is a pair of electrodes A_1, A'_1 deposited both on top and bottom plate surfaces between the interdigital transducers. These electrodes create electric field in the plate volume. The field results in the change of elastic module in the plate volume between electrodes A_1, A'_1 from the value c_{LMCD} to c_{LMCD}^{ξ} . Also due to the piezoelectric effect the length l_i is changed by Δl_i . The relative length change can be given by the relation

$$\frac{\Delta l_i}{l_i} = d_{311}^{\xi} E_3 \quad (3)$$

where d_{CAB}^{ξ} are components of tensor of piezoelectric coefficients.

As a consequence of the SAW velocity change from the value v to v' and the relative length change $\Delta l_i/l_i$ the time τ necessary for SAW transmission between transmitting and receiving transducers is changed by $\Delta \tau_i$

$$\tau' = \tau + \Delta \tau_i \quad (4)$$

where $\tau = l/v$. The ration of velocities v and v' is a complicated function of linear and nonlinear elastic module c_{LMCD}^{ξ} and c_{LMCD} and piezoelectric module e_{NLM} and e_{NLM}^{ξ} .

If we suppose for simplicity

$$\frac{v}{v'} = \sqrt{\frac{c_{LMCD}^{\xi}}{c_{LMCD}}} \quad (5)$$

after the substitution and arrangement it is possible to obtain the dependence of the transmission time on electric field

$$\frac{\Delta\tau_i}{\tau_i} = d_{CAB} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{R_{CDAB}}{d_{CAB}} \Phi_{IC} - \frac{1}{2} \frac{e_{NL MCD}}{c_{LMCD}^{\xi}} \right) \quad (6)$$

Using the DC or slowly varying voltage $u = \Phi$ it makes possible to change continuously the SAW time transmission. In principle, an A/D converter of linear dependence of time delay on control voltage can be realized.

USE AS AN ELECTRIC FIELD SENSOR

In principle the SAW sensor can work either as a SAW delay line oscillator or a SAW cavity resonator. We have considered the first type device consisting of SAW delay line and amplifier in positive feedback loop. A good performance of the SAW delay line oscillator requires:

- At the resonant frequency the amplifier amplification W_A must exceed the SAW delay line loss W_L , e.g. $|W_A W_L| > 1$ (amplitude condition).
- An integral number SAW of half-wavelengths must be on the delay line path (phase condition). Because the number is high a lot of frequency modes is possible.
- The main resonant frequency mode, corresponding to the resonant frequency of transducers, is the only one mode possible. This condition can be fulfilled by a suitable design of delay line and transducers' length to give a theoretically zero transmission at other frequencies.

One possible arrangement of the field sensor is in Fig. 2. It is a difference circuit with a phase or frequency output. The circuit uses two lines, one of them is the reference line and the other the control one. The phase change due to the change of control delay line parameters is proportional to the number of wavelengths on the delay path and can achieve units or tens of radians. The phase change measurement accuracy is in the order of 0.1 – 1%.

At the present time the sensor with frequency output and an arrangement given in Fig. 3 has been realized. In this arrangement both lines work as control elements.

CONCLUSIONS

Analog-digital convertor working as an electric field sensor in configuration according to Fig. 3 was prepared on ST cut quartz. It can be used for DC voltages up to tens volts. It does not require any reference voltage source and operates with stable elements. Control voltage of 10 V produces frequency change of 12 Hz at resonant frequency of 30 MHz.

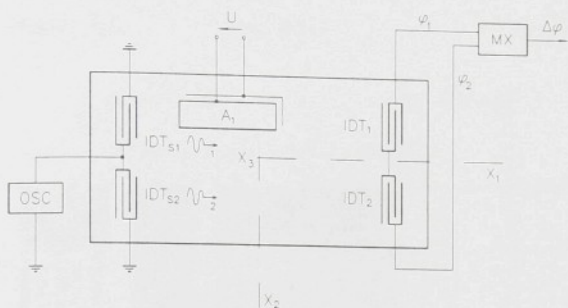


Figure 2: SAW sensor containing two delay lines and phase output

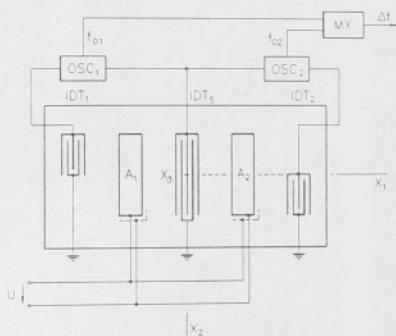


Figure 3: SAW sensor containing two delay lines and two mistuned oscillators

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by Grant Agency of the Czech Republic, grant number 102/94/1571.

References

- [1] J. Zelenka: The influence of the polarizing field on piezoelectric resonators with high electromechanical coupling. *Ferroelectrics*, **41**, 1982, p. 35.
- [2] K. Hruska: The influence of an electric field on the frequency of piezoelectric cuts. *Czech. J. Phys.*, **B11**, 1961, p. 150.
- [3] J. Nosek, J. Zelenka: An analog-digital converter using SAW. *Slaboproudý obzor*, **46**, 1985, p. 249.

9^e FORUM EUROPEEN
TEMPS-FREQUENCE

9th EUROPEAN FREQUENCY
AND TIME FORUM

Organisé par

Organized by

Société Française des Microtechniques
et de Chronométrie - Besançon (France)

8, 9, 10 mars 1995

8, 9, 10 March 1995

Le KURSAAL

Place Granvelle

25000 - BESANÇON (France)

INTERMODULATION PRODUCTS OF QUARTZ RESONATORS AND THEIR MEASUREMENT

Jaroslav Nosek

Technical University in Liberec, Liberec, Czech Republic

Abstract

The relations used for expression of the intermodulation products of quartz resonators are described in this paper. The measuring set for the resonators vibrating at 10 MHz is described and the examples of experimental verifications are given briefly.

1 Introduction

Intermodulation products of AT cut quartz resonators were studied theoretically namely by Tiersten [1]. This paper is based on his work and defines the intermodulation current I_n of frequency Ω in a circuit containing the resonator. It also derives its dependence on the resonator admittance $\hat{Y}_n$ and the value of control signals V_1 and V_2 . A measuring station for intermodulation products measurement is described and received results are discussed.

2 Intermodulation of Piezoelectric Resonators

If two harmonic signal of levels V_1 and V_2 and frequencies ω_1 and ω_2 positioned uniformly with respect to resonant frequency ω_N acts simultaneously, the intermodulation signal of voltage $\hat{V}_n$ and angular frequency $\Omega = 2\omega_1 - \omega_2$ is created due to the piezoelectric effect. Electrical circuit the intermodulation signal is acting in is given in Fig. 1. In the circuit R_G is the internal resistance of the generator, R_L is the load resistance the intermodulation current I_n is flowing through.

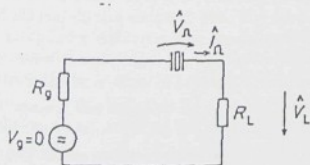


Figure 1: Circuit with intermodulation current

The complex value of the intermodulation voltage for the circuit in Fig. 1 can be given in the form according to the work

[1]

$$\hat{V}_n = \frac{-R^2 A_{1n}^2 A_{2n} A_4 + j R A_{1n} A_4}{1 + R^2 A_{2n}^2 A_{23}} \quad (1)$$

where $R = R_G + R_L$ and

$$A_{1n} = S_e \Omega \frac{c_{22}}{2h} \quad (2)$$

$$A_{23} = 1 + k_{26}^2 + \frac{8k_{26}^2}{N^2 \pi^2} \frac{1}{\Delta_n} = A_2 + \frac{A_3}{\Delta_n} \quad (3)$$

$$A_4 = \frac{18\gamma k_{26}^2 c_{26}^2 V_1^2 V_2}{c_{66}^2 h^2 N^4 \pi^4 \Delta_{nc}} = A_4' \frac{V_1^2 V_2}{\Delta_{nc}} \quad (4)$$

$$\Delta_n = \frac{\omega_N^2}{\Omega^2} - 1 \quad (5)$$

$$\Delta_{nc} = \left(\frac{\Omega^2}{\omega_N^2} - 1 \right) \left(\omega_N^2 \frac{\omega_1^2}{\Omega^2} - 1 \right) \left(\omega_N^2 \frac{\omega_2^2}{\Omega^2} - 1 \right) \quad (6)$$

The non-linear elastic module γ is given by formula

$$\gamma = \frac{1}{2} c_{22}^E + c_{266}^E + \frac{1}{6} c_{666}^E \quad (7)$$

The circuit in Fig 1 with intermodulation current $\hat{I}_n$ and frequency Ω that is flowing in it is described by equation .

$$\hat{V}_n + (R_G + R_L) \hat{I}_n = 0 \quad (8)$$

If we calculate the current $\hat{I}_n$, after simple arrangement we get an interesting relation

$$\begin{aligned} \hat{I}_n &= -j A_{1n} \left(A_2 + \frac{A_3}{\Delta_n} \right) \hat{V}_n + A_4' \frac{V_1^2 V_2}{\Delta_{nc}} = \\ &= - \left(\hat{Y}_n \hat{V}_n + j A_{1n} A_4' \frac{V_1^2 V_2}{\Delta_{nc}} \right) \end{aligned} \quad (9)$$

where

$$\hat{Y}_n = j A_{1n} \left(A_2 + \frac{A_3}{\Delta_n} \right) \quad (10)$$

is the resonator admittance at frequency Ω . It follows from equation (9) that the intermodulation current consists of a component dependent on admittance $\hat{Y}_n$ and a component affected by control signals of levels V_1 and V_2 .

Formulae given above make possible the selection of a suitable method for the measurement of the intermodulation signal magnitude. As the resistance R_L is known, we calculate the intermodulation current $\hat{I}_n$ from the measured voltage $\hat{V}_L = R_L \hat{I}_n$. Then we substitute into equation (8) and determine the voltage $\hat{V}_n$. Its value can be verified by calculation if we know corresponding material parameters, frequency distribution and levels of exciting signals.

3 Intermodulation Products Measuring Set

A measuring station schematically shown in Fig. 2 was arranged for the intermodulation products measurement.

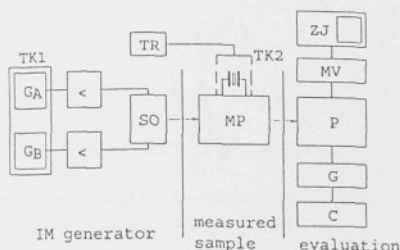


Figure 2: Measurement of intermodulation products of piezoelectric resonators

The measuring station contains generators in part *IM*. The used generators are crystal controlled oscillators of 10 MHz with mistuning of $\pm 1.10^{-3}$ and stability of the order $(10^{-6} \div 10^{-7})$. Generators G_A and G_B are in the thermostat $TK1$. Channel amplifiers produce output signal of controlled amplitude $(0 \div 3)$ V at impedance of 75 Ω with harmonic rejection of -38 dB at +5 dB in output.

Mixing circuit *SO* makes possible to increase the insertion loss of channel *A* with respect to generator G_B approximately to 40 dB and the second harmonic rejection increases to -85 dB. The forward direction insertion loss is approximately 1 dB.

The measuring equipment *MP* for piezoelectric resonator is made as a three-port. The transmission is assumed between ports 1-3. The resonator connected to port 2 is positioned into the holder *H*. The crystal unit in the temperature chamber *TK2* is held at the reversing point temperature with an aid of thermo-regulating device containing thyristor proportional regulation.

Evaluation part consists of commercial set Tesla BM 506 with measuring transmitter BM 502, generator BM 501, measuring receiver BM 503 and display unit BM 504. The set is completed by external normal of 5 MHz (precision crystal oscillator 1 PKO 13). Display unit of the set makes possible to visualize frequency characteristics in the band from 10 kHz to 30 MHz by the use of wobulation regime. The expected levels in the range from -80 dB to -110 dB can be measured by the measuring receiver.

The key part of the control signals block is the mixing circuit that must provide a difficult co-operation of two generators operating in two very near frequencies at defined level of output voltage from each channel. The goal is the achievement of a small insertion loss in the transmission path from channel generator to the measuring circuit with resonator and on the other hand the achievement of a high insertion loss between both channels. Therefore, the mixed circuit arrangement utilizes crystal bandpass filters that improve furthermore the control signals quality by the increase of the level of rejection of harmonic distortion and increase the separation of white phase noise at generators output.

The mixing network consists of the crystal bandpass filters of centre frequencies $f_A = 9997.7$ kHz and $f_B = 10002.3$ kHz symmetrical with respect to the nominal frequency 10 MHz. The 3 dB bandwidth is given by $B_3 = \pm 1$ kHz. Therefore mixing circuit selects the channel *A* bandwidth in range from $f_1 = 9996.7$ kHz to $f_2 = 9998.7$ kHz and channel *B* bandwidth from $f_3 = 10001.3$ kHz to $f_4 = 10003.4$ kHz.

Crystal bandpass filters contain simple symmetric lattice network with two resonators in connection that is equivalent to lattice network. They realize the transmission function with two poles. This type arrangement make possible to create filters of higher bandpass, high attenuation in the rejection band and high steepness of skirts of insertion loss characteristics.

To make only one transmission band, it is necessary the resonant frequency of the first branch to correspond to the antiresonant frequency of the second branch. In such a case the individual branch reactances have opposite signs. The result is that the maximum filter bandwidth is equal to twice of the difference of resonant and antiresonant frequency of one resonator. The distribution of poles and zeroes of transmission function of longitudinal and cross branch of lattice network is shown in Fig. 3.

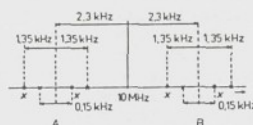


Figure 3: Positions of poles and zeroes of transmission functions of longitudinal and cross branch of lattice network type filters

The crystal bandpass filter arrangement in the mixing circuit is shown in Fig. 4.

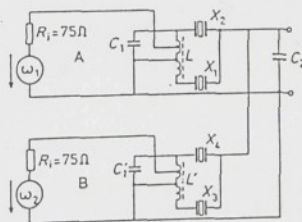


Figure 4: Crystal bandpass filter arrangement in the mixing circuit. Channel bandwidths are: *A* — (9996.7 $\div$ 9998.7) kHz, *B* — (10001.3 $\div$ 10003.4) kHz

AT cut resonators of crystal bandpass filters have a form of plan-parallel circular plates with deposited electrodes. They are designed in order to achieve a sufficient level of suppression of anharmonic modes of thickness shear vibrations. To prevent the disturbing effects in insertion loss characteristics of the bandpass filter, the rejection at least of 40 dB is necessary.

Insertion loss characteristics of realized mixing circuit are in Fig. 5.

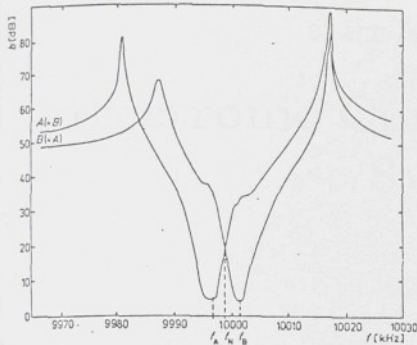


Figure 5: Measured insertion loss characteristics of mixing circuit

4 Experimental Results

Piezoelectric quartz resonators of parameters given in Table 1 were measured by measuring station in Fig. 1.

Some results as examples are given in Table 2.

Specimen	Type	Holder	Harm. order	Nominal frequency [kHz]	Cut
11	U 41977	II	1	9 999.493	AT
12	No 17	TO 8	1	9 999.765	AT
13	403073	II glass	3	10 000.243	AT
14	927359	II glass	3	10 000.157	AT
15	SC 7	II glass	3	9999.897	SC
16	SC 4	II glass	3	10 000.022	SC

Table 1: Basic parameters of measured resonators of resonant frequency of 10 MHz

Specimen	$V_{G1,2}$ [dB]	f [kHz]	f [kHz]	V_L [dB]
11	4.5	± 0.732	9997.24	-108
		± 1	9996.5	-113
		± 2	9993.5	-124
14	4.5	± 1	9995.35	-98
15	4.5	+1.129	9991.52	-78
		-3.511		

Table 2: Intermodulation voltage measured at real impedance $R_L = 135 \Omega$

5 Discussion

The measurement was performed with some problems. They were due to real properties of measuring apparatus.

First of all — frequency spectrum that was investigated at the wobulation regime on display unit exhibited more pronounced

After the spectrum analysis their presence was explained by both the mirror frequencies of receiver and (it is exceptionally important) by intermodulation at input crystal filter of measuring receiver.

Further difficulty was based on the fact that namely for low levels of control signals the separation of intermodulation products level is already large and, in addition, is near the dominant control signal or its mirror image in given frequency band of input filter. At the level of V_L (supposed for example in the range from -80 dB to -100 dB) near the frequency of the signal with level of -5 dB, when the receiver sensitivity had to be considerably increased by switch, the negligible mistuning on one side of the bandpass had a consequence either the oscillation of input circuits or their damage.

In order to make the measurement easier, the suggestion was made to add further crystal filter to the measuring net. It should be between the measuring threeport and the measuring receiver. The goal of this change is to depress the level of control signals at the measuring receiver input and the use of its full sensitivity in narrow band.

The interpretation of measured results shown as an example takes some care. At the first insight, considerable separations of measured intermodulation products V_L from levels of control signals $V_{G1,2}$ are surprising.

However, the explanation follows from the measuring threeport circuit. By passing of signals of frequencies f_1, f_2 through input threeport divider a voltage decreases are made. The level of $V_{G1,2}$ decreases by the same amount. However, control voltages V_1 and V_2 at the resonator decrease, therefore also the intermodulation voltage V_D of frequency $\Omega = 2\omega_1 - \omega_2$ decreases. Value $V_{1,2} = 0.805$ V efficiently affects the level of the product V_1 or V_L . For example, level $V_{G1,2} = +11.75$ dB corresponds to that level. However in a given range the measured values agree with computed ones.

Intermodulation voltage of SC specimens has not been verified by computation because the used model is valid for AT cuts. In a given case the problem is furthermore atypical due to its asymmetric distribution of frequencies f_1, f_2 . We also suppose that the coincidence of intermodulation signal with some of mirror frequencies of measuring apparatus or SC cut mode took a place. In the case of such special cuts, as the SC cut is with no doubts, the unwanted nonlinear effects should be minimum.

6 Conclusion

The existence of intermodulation products of AT cut quartz resonators produced in Tesla Works, Hradec Kralove, Czech republic has proved experimentally. Their relative low value increases with increasing level of control signals and with decreasing separation from series resonant frequency. Measured values make possible to determine nonlinear forth order elastic module $c_{6666}^E = 76.10^{11} \text{ N.m}^{-2}$ of AT cut quartz resonator.

References

- [1] Tiersten, H. F.: J. Acoust. Soc. Amer., 57, (1975), p. 667.
- [2] Zelenka J.: Piezoelectric resonators and their use. Academia, Prague, 1983.
- [3] Nosek J.: Slaboproudý obzor, 45, (1984), p. 133 (in Czech).
- [4] Nosek J.: Czech J. Phys., A35, (1985), p. 143-148.

PROCEEDINGS

of the 2nd workshop on

Electronic Control & Measuring Systems

June 1-2, 1995

Liberec, Czech Republic

and

PROCEEDINGS

of the Electro-Workshop'94

January - December 1994

Department of Electrical Engineering at TU Liberec, Czech Republic

Edited by M. Košek and J. Nouza

Liberec, Czech Republic, May 1995

A Verification of Non-Linear Impedance of Piezoelectric Resonator in the Automated Measurement Regime

Jaroslav Nosek

Technical University of Liberec, Department of Electrical Engineering
Halkova 6, CZ 46117 Liberec 1, Czech Republic

Abstract *The non-linear impedance of piezoelectric AT-cut quartz resonator is modelled. The dominant feature of the model is the dependence of resonant frequency on the excitation level. The measuring equipment is presented. It can search resonant frequencies and identify frequency shift in the order of 10^{-6} to 10^{-7} of the relative frequency change.*

Introduction

A very important property of quartz piezoelectric resonator is the dependence of resonant frequency on the excitation level given by the resonator current. The resonator excitation level influences both the stability of the oscillator controlled by piezoelectric resonator and the noise spectrum on the oscillator output. Therefore, the modelling of the considered dependence is also the subject of our work. Especially, we concentrate to the description of the non-linear resonator impedance.

1 Influence of Excitation Current

The resonant frequency of piezoelectric resonators depends to some extent on the magnitude of excitation current I_k passing through the resonator. Considering the results of Tiersten [2], the following approximate relationship for the relative change in the resonant frequency of AT resonators is used:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{9}{16} \frac{\gamma}{c_{66}^D} \frac{h^2 \pi^2}{8e_{26}^2} \left[\frac{e_{22}}{(2a)^2} (1 + \hat{k}_{26}^2) V_k^2 + \frac{I_k^2}{\omega_o (2b \cdot 2l)^2} \right] \quad (1)$$

where

$$\gamma = \frac{1}{2} c_{22}^E + c_{266}^E + \frac{1}{6} c_{666}^E, \quad \hat{k}_{26}^2 = \frac{k_{26}^2}{1 - k_{26}^2} \quad (2)$$

and $2a$ is the resonator thickness,

c_{22}^E , c_{266}^E , c_{666}^E are elastic stiffnesses of the second, third and fourth orders, respectively, measured under a constant electric field,

e_{26} is the piezoelectric stress,

k_{26} is the electromechanical coupling coefficient,

ϵ_{22} is the permittivity along the thickness axis of the plate,

$2b$, $2l$ are the with and length, respectively, of a fully plated resonator,

ω_o is the angular resonant frequency,

V_k is the voltage and I_k is the excitation current applied to the resonator.

In Eqn. (1), the first term in the square brackets is usually negligible compared to the second term, and Eqn. (1) acquires the form

$$\frac{\Delta f}{f} = B \cdot I_k^2 \quad (3)$$

where

$$B = \frac{9}{16} \frac{\gamma}{c_{66}^D} \frac{h^2 \pi^2}{8e_{26}^2} \frac{1}{\omega_o (2b.2l)^2} \quad (4)$$

The influence of the excitation current on the resonant frequency and its mathematical description make it necessary to introduce a non-linear impedance characteristics of the piezoelectric resonator.

The piezoelectric resonator as a non-linear impedance was considered by Nosek in [3], where the influence of the excitation current on the resonant frequency and other parameters of the resonator were derived from the non-linear equivalent circuit. The non-linear equivalent electrical circuit is shown in Fig. 1.

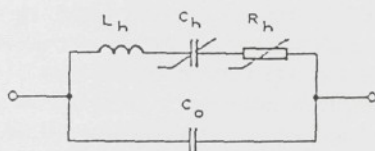


Figure 1: Non-linear equivalent electrical circuit for piezoelectric resonator

The equivalent series resistance $R_h(I)$ and dynamic capacitance $C_h(I)$ are taken to be functions of the amplitude of the excitation current:

$$R_h(I) = R_h(1 + \beta I^2) \quad (5)$$

$$C_h(I) = C_h \frac{1}{1 + 2BI^2}$$

R_h and C_h are the equivalent series resistance and dynamic capacitance relating to infinitely small amplitudes of the excitation current, the magnitudes of the constants A and B depend on vibration mode, elastic and piezoelectric properties of the resonator and the dimensions of the electrodes. The constant B relating to AT resonator is defined by Eqn. (4).

The above equivalent circuit was analysed in [3]. The method of equivalent linearization, used there, consist of determining the average values $R_{h,}$, $C_{h,}$ of the

resistance $R_h(I)$ and the capacitance $C_h(I)$, which fulfill the condition of equal voltage drops across the non-linear and linear elements for first harmonics of the excitation current. From this condition it follows that

$$R_{h,1} = R_h \left(1 + \frac{3}{4} \beta I_1^2 \right) \quad (6)$$

$$C_{h,1} = C_h \frac{1}{1 + \beta I_1^2}$$

where I_1 is the amplitude of the first harmonic of the current flowing through the dynamic branch of the equivalent circuits, i.e. through $R_{h,1}$, $C_{h,1}$ and L_h in series. The relationship between the amplitudes of voltage V_1 and of the first current harmonic I_1 reads

$$I_1 = \frac{V_1}{\sqrt{R_h^2 \left(1 + \frac{3}{4} \beta I_1^2 \right)^2 + \left(\omega L_h - \frac{1 + \beta I_1^2}{\omega C_h} \right)^2}} \quad (7)$$

2 Measuring System

The measuring system based on the standard IEEE 488.1, Digital Interface for Programmable Instrumentation (GPIB — General Purpose Interface Bus, IMS 2, OEC 625, HP-IB), consists of autonomous instruments for laboratory testing conditions. The measuring system is controlled by a computer of IBM-PC standard that functions as a control unit. Besides the measuring process control the control unit ensures also the processing and presentation of measured values. Bus IEEE 488.1 is used for the mutual communication, i.e. the transmission of control commands between the control unit and function units. The measuring instruments are connected to the measuring system bus of the GPIB standard. With respect to the control unit this bus acts as one of its peripheries.

The compatibility of the control unit and measuring system is performed by the insertion of a suitable interface circuit between the system bus and control unit. Function units have also interface circuits. The standard uses the asymmetrical bus of 16 + 1 signal conductors and 8 conductors working as individual logical earths:

DIO 1 - 8 Information Conductors Transition of data by bytes

DAV	Data Valid	Control signals for the transmission through DIO 1 - 8
NDRD	Not Ready for Data	
NDAC	Not Data Accepted	Switching into quiescent state Determining the meaning of bytes on DIO 1 - 8 Interrupting signal Switching of unit to remote control state Last byte of the series transmission
IFC	Interface Clear	
ATN	Attention	
SRQ	Service Request	
REN	Remote Enable	
EOI	End of Identity	

The group of IFC, ATN, SRQ and REN conductors is used for individual reports.

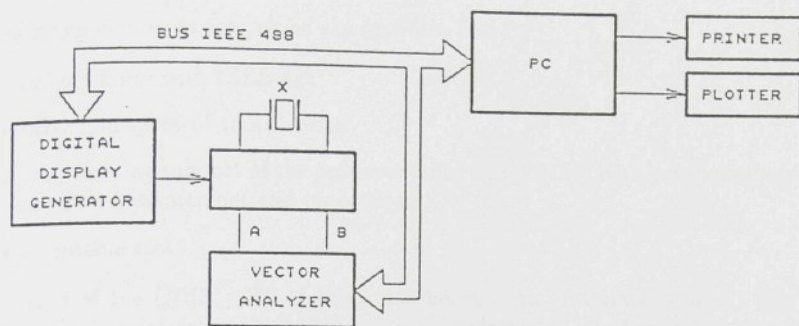


Figure 2: Laboratory measuring system

Both measured values and programming symbols are in the code ISO 7. The transmission speed of data on each conductor is up to 1 Mbit/s. The distance between two function units should be less than 2 m. The maximum number of function units is 15.

2.1 Control Unit of the IEEE 488 Bus

The standard control unit of the bus is the personal computer of the type IBM PC AT 386SX containing the microprocessor Intel 386SX. The control unit uses interface GPIB and uses busses described in Table 1.

Type	Use	Width	Memory
data bus	data transmission	32/16	
address bus	addressing memory	24	16 MB
address bus	extended memory		8 MB

Table 1: Parameters of control unit

The interrupt system is a multilevel one of a different priority of interrupt servicing. The DMA system is a multichannel one, again of a different priority of servicing. When the

request to DMA was accepted, the controller takes the PC bus control and performs the transmission required with no participation of a computer microprocessor. The maximum length of transmitted data block is 64 kB.

2.2 Interface Board of the Control Unit

Following requirements are put on the interface board

- compatibility with IEEE 488
- maximum speed of transmission
- programming support of the producer (the compatibility with programming sets for the data measurement and processing)
- acceptable cost

The board of the GPIB - PC II (National Instruments) interface is used. The board contains the bus controller NEC 7210 that has implemented interface functions according to the standard IEEE 488.1 (SH1, AH1, T5, L3, SR1, RL1, C1-5). The board does not contain EPROM memory, the driver is in the hard disk and is loaded from the disk to the PC operating memory. The transmission speed is till 400 kB/s or 1 MB/s.

2.3 Instrument Interface IEEE 488 (GPIB)

The instruments' interface performs the realization of the required interface functions. It receives both remote reports from the bus and local messages from the instrument and transmits interface reports and local messages from the instrument into the bus with an aid of an exciter. In the instrument interface the received interface records are decoded and the transmitted records are coded.

The controlled instrument must react to the signal ATN and EOI changes at the interface till 100 ns. The language SCPI is used. The specialized controller uses the circuit NAT 488.1 (National Semiconductors). The processor controlling the instrument must perform

- communication through the interface
- measuring process
- communication with an operator

2.4 System Operation

The main goal of system is the task realization in an automated mode. The advantage of the computer controlled test should be especially in the solution of the problem of resonant frequencies seeking in a broad frequency band.

The control unit containing the GPIB board ensures in programming mode the transmission of messages between autonomous instruments and the control unit.

- Frequency standard of 10 MHz with a thermostat
- Digital display
- Frequency deviation of 1.10^{-6} for 1 year
- Output voltage of $1 V_{ef}/50 \Omega$
- Attenuator of output voltage in the range of 0 – 125.9 dB with a step of 0.1 dB

The instrument is connected to the control system according to the standard IEC 621.1 and its equipment consists of functions AH1, L2, PP2, RL1, DC1. Selected characters of ASCII code correspond to buttons according to the table. The instrument programming is performed by programme words.

Vector analyzer TESLA BM 553

- Frequency range 0.1 – 1000 MHz
- Important functions
 - voltage measurement in channels A and B
 - phase measurement between inputs A, B
 - measurement of voltage ratio B/A

The instrument interface is realized by the standard IEC 625.1. The analyzer is controlled through the bus by interface functions T2, L3, SR1, DC1, DT1 and RL1.

3.2 Software Equipment of Measuring System

The following programme products have been prepared:

MERENI.PAS for the resonant frequency searching

GRAF.PAS for the graphical processing of data measured

NAHRADA.PAS for the computation of the equivalent circuit parameters

NELIN.PAS for the non-linear resonator performance modelling

The programme MERENI.PAS is used for the resonant frequency searching and measurement in the range from 300 kHz to 100 MHz. The range of the individual measurement can be set up arbitrary. The frequency searching is made by a step of 2 Hz and uses the amplitude criterion. When the resonance is found, the system is switched into the phase criterion, it searches f_{hr} with a step of 0.1 Hz.

The measured data are stored in a file *name.DAT* and the resonant frequencies, which were found, in a file *name.REZ*. The last file can be printed or displayed on the screen as a column of the measured resonant frequencies and values of voltages V_B or phase differences ϕ_{AB} at the resonance.

The programme GRAF.PAS was prepared for the graphical processing of measured data. After its loading the user selects the file name *name* and the data stored in the file

name.DAT are displayed. The programme displays an unlimited number of screens. In the basic scale the band of 100 kHz is always displayed and screens can be inspected by keys PgUp and PgDw. If the measurement is made in the band narrower than 100 kHz, then the width of this band is taken as the basic scale. Programme has a possibility to refine the basic band up to the value of 1 kHz per screen. This means that the displayed bandwidth can vary from 100 kHz to 1 kHz per screen, therefore a great variability of displayed results is achieved.

The programme NAHRADA.PAS computes the equivalent circuit parameters at the resonant frequency that has been found and with an aid of the defined mistuning by the series capacitive reactance. The relations given in the theoretical part 3 of this paper are used.

The programme NELIN.PAS is used for the graphical processing of the model for non-linear properties of the type AT piezoelectric resonator depending on the excitation level. The program is based on Eqn. (1) and the parameter V_k ranges from 0.1 to 0.5 V. Up to 7 curves can be displayed on the screen for different resonator voltages V_k that are in the range of the mathematical model validity. After the programme loading the user types into the table the coefficients

$$a_0 = (2\pi f)^2 L_h, \quad L_h, \quad -b_0 = R_h, \quad \beta, \quad B,$$

the initial and final voltage and the number of curves. The print of the actual screen is also possible.

4 Results

Only some typical results is presented at this section. The measurement in the region of the first harmonics is in Fig. 3. If the voltage U_2 decreases bellow the level of channel performance the inaccuracy in the phase ϕ measurement appears.

The measurement in the range of the third harmonics is in Fig. 4. It is possible to find the frequency range for a more precise re-measurement of resonant frequencies from the change of voltage U_2 and phase ϕ .

The calculated values of the current as a function of the relative angular frequency for a plane-convex AT resonator operating at 5 MHz and vibrating on the fifth harmonics are given in the following Fig. 5. The solid line in Fig. 5 relates to the extreme values of the current amplitude, giving the resonant frequency / excitation current characteristics of the resonator. The phase characteristics is in Fig. 6.

5 Measurement Accuracy

The measurement accuracy depends on the stability of the generator frequency standard and on the method used for the resonant frequency searching. The generator stability is $1 \cdot 10^{-9}$ per day. If the generator of frequency setup accuracy of 0.01 Hz in the measuring range is used and the deviation of the phase measurement by the vector analyser is 0.5° , we can expect the accuracy of the resonant frequency f_{hr} setup of an order of 10^{-7} .

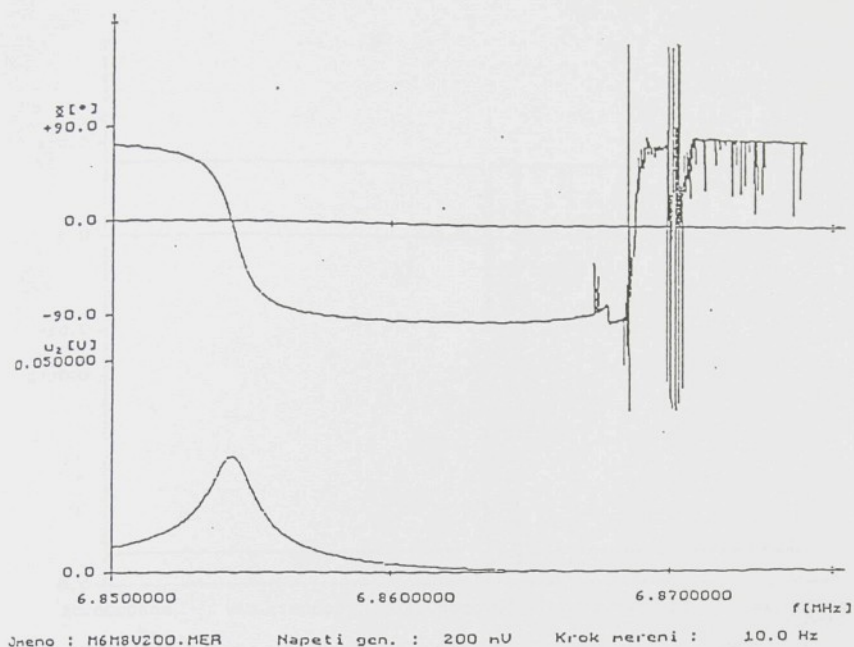


Figure 3: Measurement near the first harmonics. File M6M8V200, frequency $6.85 \text{ MHz} \pm 6.875 \text{ MHz}$, step 10 Hz , voltage $U_1 = 200 \text{ mV}$, resonant frequency $F_{hr} = 6854.22 \text{ kHz}$, resonant frequency F_{hm} in the range $6854.22 \pm 6854.35 \text{ kHz}$. In the file M6M8V200.PAR the maximum value of U_2 was corrected by the value from the file M6M8V300.PAR.

This accuracy is not influenced by the generator frequency setting by the step of 0.1 Hz . The time constant of 1 measurement was found to be 1 ms . The duration of the measurement in the narrower 100 kHz band is 3 minutes . The generator stability and the method accuracy are satisfactory also for the investigation of non-linear properties of AT resonators with a relatively frequency change in the order of 10^{-7} .

Conclusion

The measuring system for the resonant frequency searching is an interesting task for the specialized students' training and a good tool for a laboratory work. The system can be upgraded by both hardware and software.

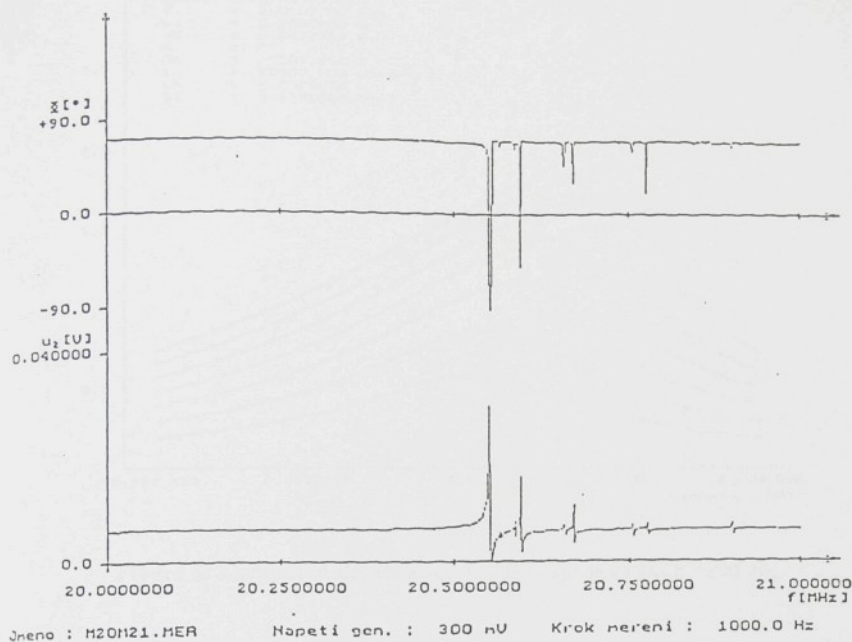


Figure 4: Measurement near the third harmonics. File M20M21, frequency $20 \text{ MHz} \pm 21 \text{ MHz}$, step 1 kHz , voltage $U_1 = 300 \text{ mV}$

Acknowledgement

A part of this work was supported by Grant Agency of Czech republic, grant number 102/94/1571.

References

- [1] Zelenka, J.: Piezoelectric Resonators and their Applications. Academia, Praha, 1986.
- [2] Tiersten, H. F.: Analysis of non-linear resonance of thickness shear and trapped energy resonators. J. Acoust. Soc. Amer., 59, p.866, 1976.
- [3] Nosek, J.: Non-linear electric equivalent circuit of the piezoelectric resonator. Slaboproudý obzor, 45, p. 133, 1984.
- [4] Nosek, J.: Computer Controlled Search of Resonant Frequencies of BAW Resonators. 15th Int. Conference PIEZO94, Zakopane, October 1994.

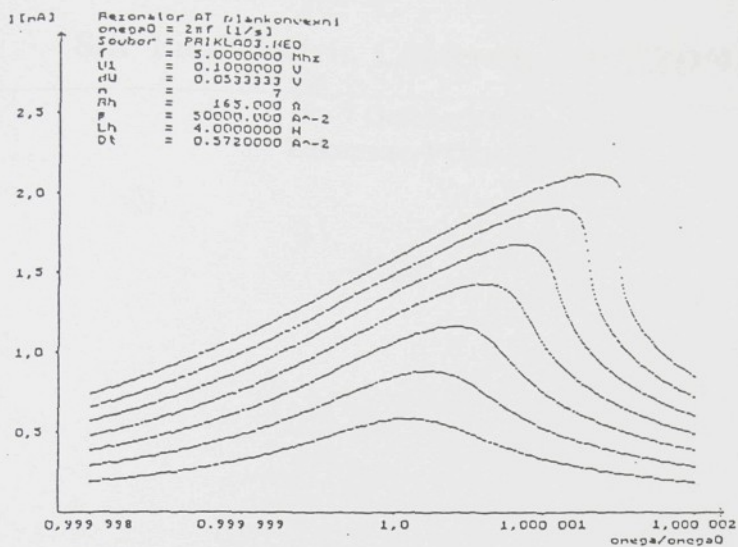


Figure 5: Computed dependence $I = f(\omega/\omega_0)$ with parameter U_1 .

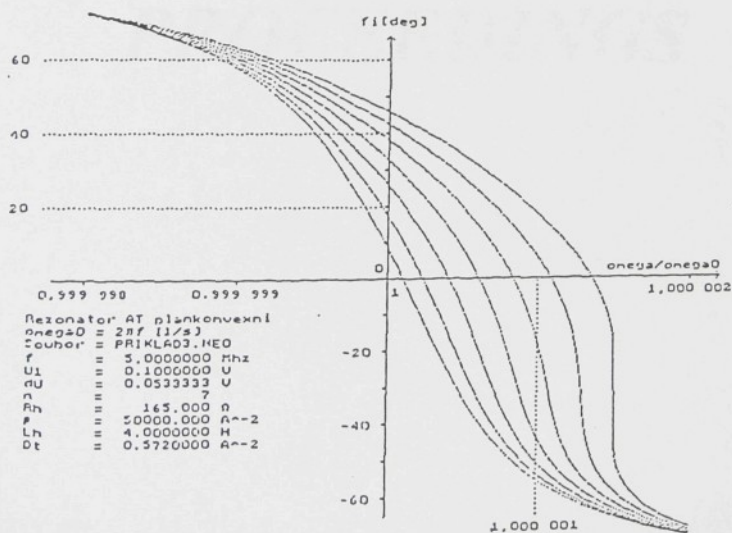


Figure 6: Computed dependence $\phi = f(\omega/\omega_0)$ with parameter U_1 .

8th Piezoelectric Conference *PIEZO'94*

5 - 7 October 1994
Zakopane, POLAND

PROCEEDINGS

Tele & Radio Research Institute
April 1995

Computer Controlled Search of Resonant Frequencies of BAW Resonators

Jaroslav Nosek

Technical University of Liberec
Department of Electrical Engineering
Halkova str. 6, CZ 46117 Liberec 1, Czech Republic

Abstract

The paper gives information on a measuring system controlled by a PC 386 bus. The measuring system makes possible to search for resonant frequencies of bulk acoustic wave (BAW) piezoelectric resonator in a wide frequency range from 0.1 to 8 MHz at given temperature. In the case of thickness-shear vibrations of quartz resonators the system can be switched into the mode of modelling the frequency dependence on the level of excitation. Output values are processed graphically.

Advantages of the measuring system are a comparatively low cost and a satisfactory accuracy of measurements that gives a possibility to identify non-linear effects in the order of 10^{-6} till 10^{-7} of relative frequency change.

1 Introduction

At present time the measurement of the resonant frequency and other parameters of piezoelectric resonators is standardized by IRE and if modern microcomputer controlled measuring instruments are used, this measurement can be performed with no complications both in the laboratory work and producer. A great disadvantage of advanced measuring systems of *Network Analyzer* type is their price.

An university site that, according to its study programme, introduces students into methods of the measurement of high selective elements and circuits, can choose a way of the realization of an automated measuring set. During the realization of such a set, students use their knowledge from the field of computers, programming, electronics and measurement.

2 Resonant Frequency Measurement

The standard passive method of the amplitude and phase indication is based on the frequency dependence of the piezoelectric resonator impedance characteristics near its h -th harmonics. The measured resonator is inserted into π -network as it is shown in Fig. 1.

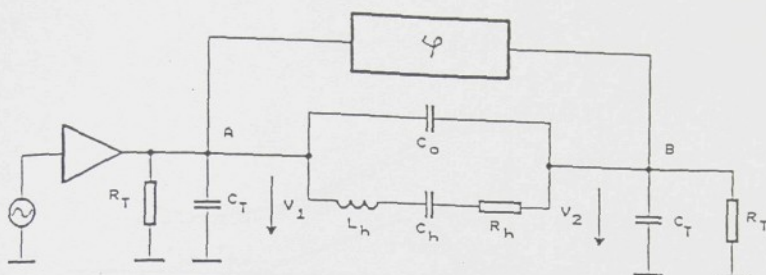


Figure 1: Electric equivalent circuit of piezoelectric resonator and transmitting π -network used for the measurement of important frequencies

A signal generator is connected to input connectors, while a selective voltmeter joined with the input generator is connected to output connectors in the most often used arrangement. We consider as a resonant frequency of the resonator either the frequency f_{hm} , for which the impedance $|Z_{min}|$ reaches its minimum, or the frequency f_{hr} corresponding to zero resonator reactance. In the second case the phase shift between voltages V_1 and V_2 measured by a phase-meter is zero, see Fig. 2.

It is well-known, that the lower difference between frequencies f_{hm} and f_{hr} (or between f_{ha} and f_{hn}), the higher the quality factor Q_h . Symbols f_{ha} and f_{hn} were used for the antiparallel frequency corresponding to the condition $X_h(f) = 0$ and the frequency of the impedance maximum absolute value, respectively.

If $R_h = 0$, then the equation

$$f_{hm} = f_{hr} = f_{hs}$$

is valid, where f_{hs} is the series resonant frequency given by the well-known formula

$$f_{hs} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_h C_h}} \quad (1)$$

The assumption $R_h = 0$ is acceptable in the case of the high quality factor Q_h of quartz resonators. For quartz resonators the following condition is valid

$$Q_h > 20\sqrt{r_h} \quad (2)$$

where

$$r_h = \frac{C_0}{C_h} \quad (3)$$



Figure 2: Frequency dependence of impedance $Z_h(f)$ and its components and positions of piezoelectric resonator important frequencies near the h -th harmonics

If the assumption $R_h = 0$ is not acceptable, we can determine the frequency f_{hm} of minimum impedance absolute value or the frequency f_{hr} of zero value of reactance. In both cases the frequency dependence on Q_h and r_h is used [1].

Near the characteristic frequencies f_{hr} and f_{ha} the impedance Z_h becomes real and the phase difference of voltages V_1 and V_2 has low value. The measurement of the dependence of the phase between resonator voltage and current on mistuning δf has important advantage in comparison with the amplitude measurement in the area of the critical frequency f_{hr} . The slope of the phase characteristics near f_{hr} is nonzero and constant. The phase continuously goes through the zero value of mistuning, the setting of the resonant frequency is easier and faster. The accuracy is usually 1 or 2 rows higher than in the case of the amplitude indication of frequency. It is also important that the phase characteristics is an odd function of the mistuning δf . The phase sign indicates the generator setting with respect the critical resonator frequency. It is possible to increase the accuracy of the resonator frequency f_{hr} setting by the increasing the phase indicator sensitivity.

The knowledge of f_{hr} makes further possible to determine dynamical parameters C_h, L_h of the electric equivalent circuit by the method of mistuning by using the additional series reactance X_e or by the computation based on the determination of frequency deviation $\Delta f = f - f_{hs}$ near f_{hs} . The quality factor of the measured circuit is given by the formula

$$Q_{eff} = \frac{\omega_{ks} L_h}{R_h + R_T} = \frac{1}{2} \frac{\tan \phi}{f_{hs}} \quad (4)$$

where ϕ is the phase of the voltage V_{AB} on the measuring π -network. Therefore, the quality factor Q_{eff} can be calculated from the measured values ϕ, f, f_{hs} . The

resistance R_h of the dynamic branch of the equivalent circuit can be determined from the relation

$$R_h = R_T \frac{V_1 - V_2}{V_2} \quad (5)$$

or by the use of substitution method. Using Eqn. (1), values of L_h and C_h can be determined.

The measuring system described later searches the resonant frequency in the frequency spectrum first of all by the use of the amplitude criterion and in the near surroundings of f_{hr} by applying the phase criterion.

For the frequency f_{hr} and defined level of excitation it is possible to switch into the mode of phase characteristics measurement.

3 Influence of Excitation Current

The resonant frequency of piezoelectric resonators depends to some extent on the magnitude of excitation current I_k passing through the resonator. Considering the results of Tiersten [2], the following approximate relationship for the relative change in the resonant frequency of AT resonators is used:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{9}{16} \frac{\gamma}{c_{66}^D} \frac{h^2 \pi^2}{8e_{26}^2} \left[\frac{\epsilon_{22}}{(2a)^2} (1 + k_{26}^2) V_k^2 + \frac{I_k^2}{\omega_o (2b \cdot 2l)^2} \right] \quad (6)$$

where

$$\gamma = \frac{1}{2} c_{22}^E + c_{266}^E + \frac{1}{6} c_{6666}^E, \quad k_{26}^2 = \frac{k_{26}^2}{1 - k_{26}^2} \quad (7)$$

and $2a$ is the resonator thickness,

c_{22}^E , c_{266}^E , c_{6666}^E are elastic stiffnesses of the second, third and fourth orders, respectively, measured under a constant electric field,

e_{26} is the piezoelectric stress,

k_{26} is the electromechanical coupling coefficient,

ϵ_{22} is the permittivity along the thickness axis of the plate,

$2b$, $2l$ are the with and length, respectively, of a fully plated resonator,

ω_o is the angular resonant frequency,

V_k is the voltage and I_k is the excitation current applied to the resonator.

In Eqn. (6), the first term in the square brackets is usually negligible compared to the second term, and Eqn. (6) acquires the form

$$\frac{\Delta f}{f} = B I_k^2 \quad (8)$$

where

$$B = \frac{9}{16} \frac{\gamma}{c_{66}^D} \frac{h^2 \pi^2}{8e_{26}^2} \frac{1}{\omega_o (2b \cdot 2l)^2} \quad (9)$$

The influence of the excitation current on the resonant frequency and its mathematical description make it necessary to introduce a non-linear impedance characteristics of the piezoelectric resonator.

The piezoelectric resonator as a non-linear impedance was considered by Nosek in [3], where the influence of the excitation current on the resonant frequency and other parameters of the resonator were derived from the non-linear equivalent circuit. The non-linear equivalent electrical circuit is shown in Fig.3.

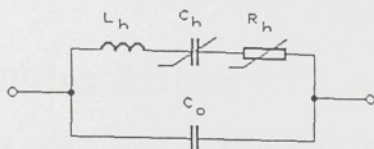


Figure 3: Non-linear equivalent electrical circuit for piezoelectric resonator

The equivalent series resistance $R_h(I)$ and dynamic capacitance $C_h(I)$ are taken to be functions of the amplitude of the excitation current:

$$R_h(I) = R_h(1 + \beta I^2) \quad (10)$$

$$C_h(I) = C_h \frac{1}{(1 + 2BI^2)}$$

R_h and C_h are the equivalent series resistance and dynamic capacitance relating to infinitely small amplitudes of the excitation current, the magnitudes of the constants A and B depend on vibration mode, elastic and piezoelectric properties of the resonator and the dimensions of the electrodes. The constant B relating to AT resonator is defined by Eqn. (9).

The above equivalent circuit was analysed in [3]. The method of equivalent linearisation, used there, consist of determining the average values R_{hs} , C_{hs} of the resistance $R_h(I)$ and the capacitance $C_h(I)$, which fulfill the condition of equal voltage drops across the non-linear and linear elements for first harmonics of the excitation current. From this condition it follows that

$$R_{hs} = R_h(1 + \frac{3}{4}\beta I_1^2) \quad (11)$$

$$C_{hs} = C_h \frac{1}{1 + BI_1^2}$$

where I_1 is the amplitude of the first harmonic of the current flowing through the dynamic branch of the equivalent circuits, i.e. through R_{hs} , C_{hs} and L_h in series. The relationship between the amplitudes of voltage V_1 and of the first current harmonic I_1 reads

$$I_1 = \frac{V_1}{\sqrt{R_h^2 \left(1 + \frac{3}{4}\beta I_1^2\right)^2 + \left(\omega L_h - \frac{1 + \beta I_1^2}{\omega C_h}\right)^2}} \quad (12)$$

4 Measuring System

The measuring system based on the standard IEEE 488.1, Digital Interface for Programmable Instrumentation (GPIB — General Purpose Interface Bus, IMS 2, OEC 625, HP-IB), consists of autonomous instruments for laboratory testing conditions. The measuring system is controlled by a computer of IBM-PC standard that functions as a control unit. Besides the measuring process control the control unit ensures also the processing and presentation of measured values. Bus IEEE 488.1 is used for the mutual communication, i.e. the transmission of control commands between the control unit and function units. The measuring instruments are connected to the measuring system bus of the GPIB standard. With respect to the control unit this bus acts as one of its peripheries.

The compatibility of the control unit and measuring system is performed by the insertion of a suitable interface circuit between the system bus and control unit. Function units have also interface circuits. The standard uses the asymmetrical bus of 16 + 1 signal conductors and 8 conductors working as individual logical earths:

DIO 1 – 8 Information Conductors Transition of data by bytes

DAV	Data Valid	Control signals for the transmission through DIO 1 – 8
NDRD	Not Ready for Data	
NDAC	Not Data Accepted	Switching into quiescent state
IFC	Interface Clear	Determining the meaning of bytes on DIO 1 – 8
ATN	Attention	Interrupting signal
SRQ	Service Request	Switching of unit to remote control state
REN	Remote Enable	Last byte of the series transmission
EOI	End of Identity	

The group of IFC, ATN, SRQ and REN conductors is used for individual reports.

Both measured values and programming symbols are in the code ISO 7. The transmission speed of data on each conductor is up to 1 Mbit/s. The distance

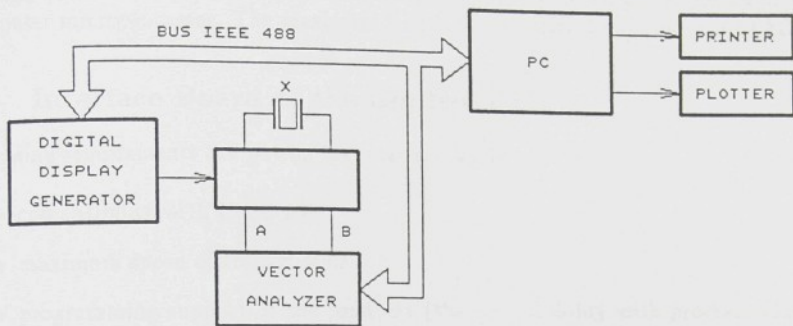


Figure 4: Laboratory measuring system

between two function units should be less than 2 m. The maximum number of function units is 15.

4.1 Control Unit of the IEEE 488 Bus

The standard control unit of the bus is the personal computer of the type IBM PC AT 386SX containing the microprocessor Intel 386SX. The control unit uses interface GPIB and uses busses described in Table 1.

Type	Use	Width	Memory
data bus	data transmission	32/16	
address bus	addressing memory	24	16 MB
address bus	extended memory		8 MB

Table 1: Parameters of control unit

The interrupt system is a multilevel one of a different priority of interrupt servicing. The DMA system is a multichannel one, again of a different priority of servicing. When the request to DMA was accepted, the controller takes the PC bus control and performs the transmission required with no participation of a computer microprocessor. The maximum length of transmitted data block is 64 kB.

4.2 Interface Board of the Control Unit

Following requirements are put on the interface board

- compatibility with IEEE 488
- maximum speed of transmission
- programming support of the producer (the compatibility with programming sets for the data measurement and processing)
- acceptable cost

The board of the GPIB - PC II (National Instruments) interface is used. The board contains the bus controller NEC 7210 that has implemented interface functions according to the standard IEEE 488.1 (SH1, AH1, T5, L3, SR1, RL1, C1-5). The board does not contain EPROM memory, the driver is in the hard disk and is loaded from the disk to the PC operating memory. The transmission speed is till 400 kB/s or 1 MB/s.

4.3 Instrument Interface IEEE 488 (GPIB)

The instruments' interface performs the realization of the required interface functions. It receives both remote reports from the bus and local messages from the instrument and transmits interface reports and local messages from the instrument into the bus with an aid of an exciter. In the instrument interface the received interface records are decoded and the transmitted records are coded.

The controlled instrument must react to the signal ATN and EOI changes at the interface till 100 ns. The language SCPI is used. The specialized controller uses the circuit NAT 488.1 (National Semiconductors). The processor controlling the instrument must perform

- communication through the interface
- measuring process
- communication with an operator

4.4 System Operation

The main goal of system is the task realization in an automated mode. The advantage of the computer controlled test should be especially in the solution of the problem of resonant frequencies seeking in a broad frequency band.

The control unit containing the GPIB board ensures in programming mode the transmission of messages between autonomous instruments and the control unit.

4.4.1 Initial Instrument Setting

The control unit is addressed as a speaker, it addresses individual measuring instruments as hearers and sends the information on required settings as a string of characters to each instrument. At the begin of every measurement, the control unit sends to the hearer the command for starting by the signal TRIGGER. The transmitting and receiving of measuring results is ensured by the following. The control unit addresses as a hearer the instrument that should receive the measuring value and then addresses as a speaker the instrument that made the measurement. More than one instrument can be addressed as a hearer, however, the speaker can be only one.

4.4.2 Message Transmission

The message transmission is performed on the data bus by the handshake manner. This manner ensures that the message transmission from the speaker to hearers is correct also in the case that hearers receive messages by a different speed. The transmission speed is controlled by the slowest instrument from connected ones either in the case that the message is not sent to it.

4.4.3 Error Messages

Series and parallel reports are used in the control unit for the receiving an information about the instruments' state. The series report is produced by the control unit. In the case that certain instrument asks for servicing, its interface must perform the function SR and the control unit interface must provide the function C4. In the case of parallel report, the instrument interface must be able to do function PP, while the control unit interface must work with the function C. Because the data bus has 8 conductors, the parallel report makes possible to distinguish 8 instruments immediately.

5 Task Realization

5.1 Hardware Equipment of Measuring System

The measuring system is arranged according to Fig. 4. Individual autonomous instruments have following parameters:

Programmable generator TESLA BM 597

- Range: 10 Hz – 110 MHz with step of 0.1 Hz
- Programmable functions:
 - frequency
 - output voltage
 - modulation depth
 - frequency shift
- Frequency standard of 10 MHz with a thermostat
- Digital display
- Frequency deviation of $1 \cdot 10^{-6}$ for 1 year
- Output voltage of $1 V_{eff}/50 \Omega$
- Attenuator of output voltage in the range of 0 – 125.9 dB with a step of 0.1 dB

The instrument is connected to the control system according to the standard IEC 621.1 and its equipment consists of functions AH1, L2, PP2, RL1, DC1. Selected characters of ASCII code correspond to buttons according to the table. The instrument programming is performed by programme words.

Vector analyzer TESLA BM 553

- Frequency range 0.1 – 1000 MHz
- Important functions
 - voltage measurement in channels A and B
 - phase measurement between inputs A, B
 - measurement of voltage ratio B/A

The instrument interface is realized by the standard IEC 625.1. The analyzer is controlled through the bus by interface functions T2, L3, SR1, DC1, DT1 and RL1.

5.2 Software Equipment of Measuring System

The following programme products have been prepared:

MERENI.PAS for the resonant frequency searching

GRAF.PAS for the graphical processing of data measured

NAHRADA.PAS for the computation of the equivalent circuit parameters

NELIN.PAS for the non-linear resonator performance modelling

The programme MERENI.PAS is used for the resonant frequency searching and measurement in the range from 300 kHz to 100 MHz. The range of the individual measurement can be set up arbitrary. The frequency searching is made by a step of 2 Hz and uses the amplitude criterion. When the resonance is found, the system is switched into the phase criterion, it searches f_{hr} with a step of 0.1 Hz.

The measured data are stored in a file *name.DAT* and the resonant frequencies, which were found, in a file *name.REZ*. The last file can be printed or displayed on the screen as a column of the measured resonant frequencies and values of voltages V_B or phase differences ϕ_{AB} at the resonance.

The programme GRAF.PAS was prepared for the graphical processing of measured data. After its loading the user selects the file name *name* and the data stored in the file *name.DAT* are displayed. The programme displays an unlimited number of screens. In the basic scale the band of 100 kHz is always displayed and screens can be inspected by keys PgUp and PgDw. If the measurement is made in the band narrower than 100 kHz, then the width of this band is taken as the basic scale. Programme has a possibility to refine the basic band up to the value of 1 kHz per screen. This means that the displayed bandwidth can vary from 100 kHz to 1 kHz per screen, therefore a great variability of displayed results is achieved.

The programme NAHRADA.PAS computes the equivalent circuit parameters at the resonant frequency that has been found and with an aid of the defined mistuning by the series capacitive reactance. The relations given in the theoretical part 3 of this paper are used.

The programme NELIN.PAS is used for the graphical processing of the model for non-linear properties of the type AT piezoelectric resonator depending on the excitation level. The program is based on Eqn. (6) and the parameter V_k ranges from 0.1 to 0.5 V. Up to 7 curves can be displayed on the screen for different resonator voltages V_k that are in the range of the mathematical model validity. After the programme loading the user types into the table the coefficients

$$a_0 = (2\pi f)^2 L_h, \quad L_h, \quad b_0 = R_h, \quad \beta, \quad B,$$

the initial and final voltage and the number of curves. The print of the actual screen is also possible.

The calculated values of the current as a function of the angular frequency for a plane-convex AT resonator operating at 5 MHz and vibrating on the fifth harmonics are given in the following Fig. 5. The solid line in Fig. 5 relates to the extreme values of the current amplitude, giving the resonant frequency / excitation current characteristics of the resonator.

6 Measurement Accuracy

The measurement accuracy depends on the stability of the generator frequency standard and on the method used for the resonant frequency searching. The generator stability is $1 \cdot 10^{-9}$ per day. If the generator of frequency setup accuracy of 0.01 Hz in the measuring range is used and the deviation of the phase measurement by the vector analyser is 0.5° , we can expect the accuracy of the resonant frequency f_{hr} setup of an order of 10^{-7} . This accuracy is not influenced by the generator frequency setting by the step of 0.1 Hz. The time constant of 1 measurement was found to be 1 ms. The duration of the measurement in the narrower 100 kHz band is 3 minutes. The generator stability and the method accuracy are satisfactory also for the investigation of non-linear properties of AT resonators with a relatively frequency change in the order of 10^{-7} .

7 Conclusion

The measuring system for the resonant frequency searching is an interesting task for the specialized students' training and a good tool for a laboratory work. The system can be upgraded by both hardware and software.

References

- [1] Zelenka, J.: Piezoelectric Resonators and their Applications. Academia, Praha, 1986.
- [2] Tiersten, H. F.: Analysis of non-linear resonance of thickness shear and trapped energy resonators. J. Acoust. Soc. Amer., 59, p.866, 1976.
- [3] Nosek, J.: Non-linear electric equivalent circuit of the piezoelectric resonator. Slaboproudý obzor, 45, p. 133, 1984.

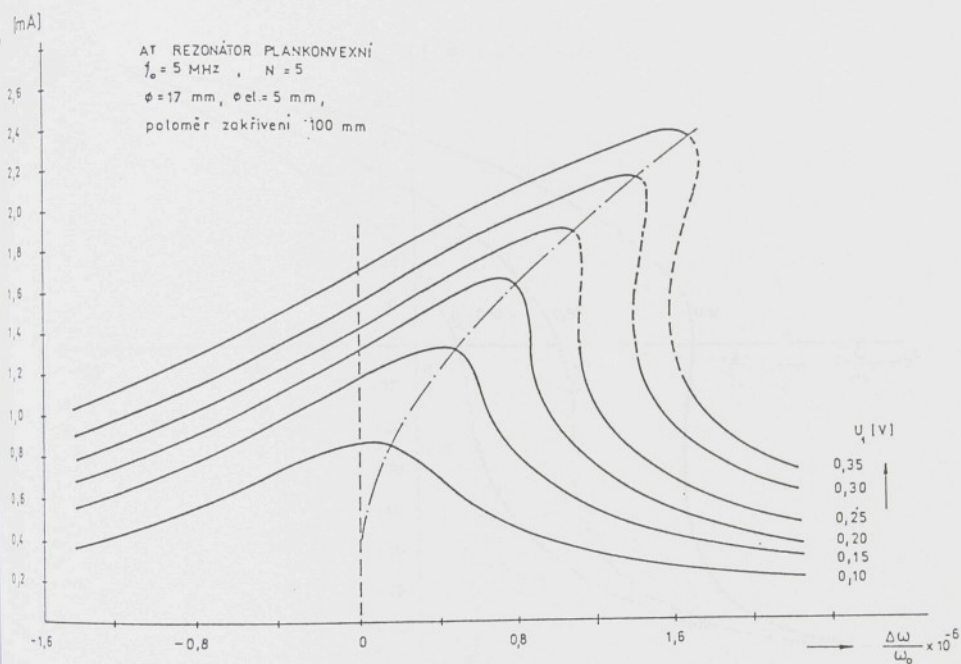


Figure 5: Relationship between the amplitude of the first harmonics of current and the resonant frequency of AT plane-convex resonator vibrating on the fifth harmonics of thickness-shear vibrations

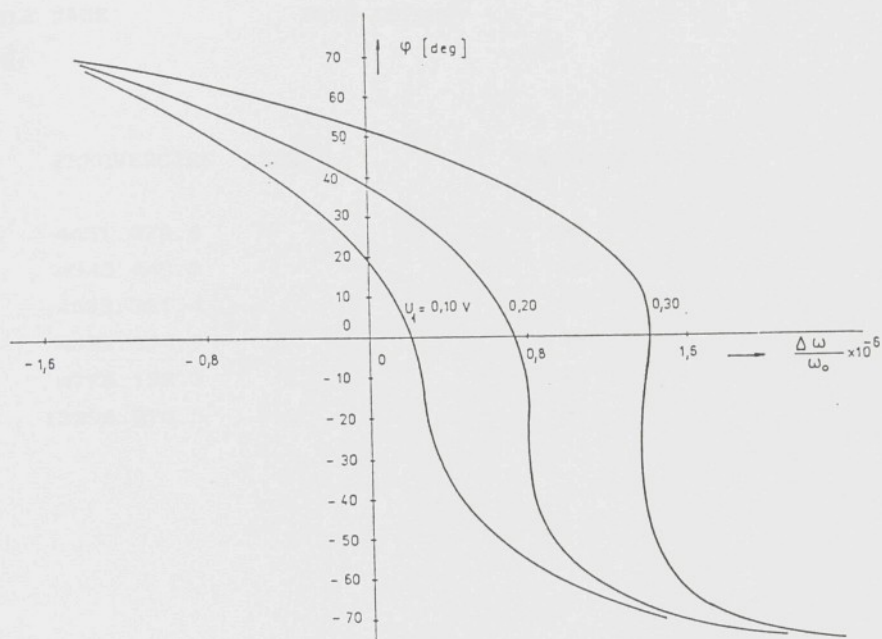


Figure 6: Relationship between the phase and the resonant frequency

AT QUARTZ RESONATOR: TESLA "K8"

FILE NAME: FREQ-K8.REZ

FREQUENCIES	KHZ	VOLTAGES	MV
4451.072.6		190	
4543.448.2		10	
4583.321.4		52	
4693.694.9		36	
4775.137.3		20	
13296.975.5		130	

Figure 7: An example of the print of file *name.REZ* generated by programme MERENI.PAS

1.7. Velín kmenárne

Strediskom riadenia je velín kmenárne. Vo veľkých sú umiestnené všetky ovládacie a informačné prvky spolu s riadiacim systémom a jednotkou styku s prostredím. Z velína je možné robiť zásah do automatizovaného systému kmenárne. Dispečer kmenárne musí mať telefonické spojenie s jednotlivými oblasťami kmenárne, s nadriadeným pracovníkom a technologom. Pretože obvykle býva sklad surovín oddelený od vlastnej kmenárne, doporučuje sa zriadiť v sklade surovín druhý velín, odkiaľ je riadená doprava surovín.

Vo veľine skladu surovín musí byť zabudované:

1. vyhodnocovacie zariadenie nákladných váh s výpisom a zariadením pre prenos údajov váh na nadriadený počítač;
 2. ovládací panel pre ručné riadenie dopravy surovín z násypiek do skladu surovín;
 3. signálne svetelné tablo alebo obrazovkový monitor so znázornenými dopravnými cestami so signalizáciou činnosti jednotlivých prvkov dopravných ciest. Pretože pracovník v sklade surovín je zodpovedný za stav zásob surovín v denných zásobníkoch, je výhodné keď tablo zobrazuje aj stav surovín v denných zásobníkoch;
 4. dispečerský telefón.
- Vo veľine kmenárne musí byť zabudované:
1. mikropočítačový riadiaci navažovací systém s váhovými indikátormi, s ovládacími pultami pre ručné navažovanie, s monitorom a tlačiarňou;
 2. mikropočítačový systém pre riadenie dopravných ciest so svetelným tablom alebo obrazovkovým

terminálom s obrazom dopravných ciest a signalizáciou ich stavu;

3. systém pre prenos údajov o navážených množstvách surovín a kmeňa na nadriadený počítač;
4. jednotka styku s prostredím;
5. dispečerský telefón;
6. hůkačka pre signalizáciu poruchy v automatickom systéme.

Velín sa umiestňuje v blízkosti navažovacieho systému. Miestnosť velína vyžaduje len bežne vykurovanie a vytvorenie minimálnej pretlakovej atmosféry za účelom zníženia prašnosti v miestnosti a zabezpečenie velína proti požiaru.

Sú definované nasledujúce požiadavky na velín:

Plocha velína:	min 30 m ² ,
Teplota vo veľine:	20 °C ± 3 °C,
Vlhkosť vo veľine:	normálna,
Prašnosť vo veľine:	minimálna — zabezpečená filtrovaným vzduchom,
Podlaha vo veľine:	dvojitá, nehorľavá, pokrytá PVC,
Vstup do velína:	cez dvojité dvere z priestoru mimo kmenáreň alebo skladu,
Osvetlenie:	normálne žiarovkové,
El. prípojka:	4 ks zásuviek 220 V/10 A,
Požiarne ochrana:	požiarne hlásič, požiarne dvere, hasiaci prístroj.

LITERATÚRA

- [1] VALENTA, J. — BUŠIK, F.: Nové smery v riadení sklárskych kmenární, Sklář a keramik, 33, 1983, č. 1, str. 9

POUŽITÍ REGULAČNÍCH OBVODŮ PRO POHON PŘESOUVAČE OBALOVÉHO SKLA

Ing. Jaroslav NOSEK, CSc.

Vysoká škola strojná a textilní v Liberci, katedra elektrotechniky

Ing. Jaroslav NOSEK, CSc.

Vysoká škola strojná a textilní v Liberci, katedra sklářských a keramických strojů

V článku je popsán zkušební model přesouvače. Na základě provozních poznatků uvažujeme o koncepci elektrického regulačního pohonu přesouvače, který využívá reverzního pohonu s cizí buzeným stejnosměrným motorem a synchronizuje pohyb přesouvače s rychlostí transportního pásu řadového stroje.

Číslo

Hromadná výroba skleněných obalů přináší jistě obtíže v synchronizaci pohybů dávkovače skloviny, tvarovacího stroje, přesouvače a zakladače výrobků do pásové chladicí pece.

Vzhledem ke skutečnosti, že v řadě případů jsou právě přesouvače omezujícím činitelem rychlosti stroje, věnujeme pozornost modelovému uspořádání přesouvače, vyznačujeme jeho nedostatky a uvažujeme o použití regulačních obvodů se zajištěním synchronizace přesouvání.

Jeme o použití regulačních obvodů se zajištěním synchronizace přesouvání.

Přesouvač řešený v současnosti

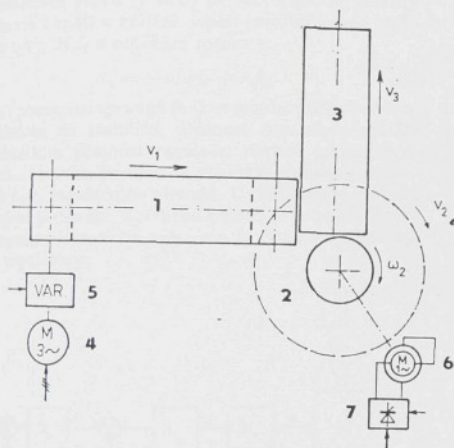
Úkolem mechanismu přesouvače je přesunutí obalů, které jsou ve stejných roztečích, z nástavce transportního pásu řadového stroje na dopravník zasouvače. Přitom je nutné zajistit, aby činnost mechanismu přesouvače byla naprosto spolehlivá a vyhovovala některým důležitým funkcím i provozním požadavkům:

- a) musí zajistit rychlé a stabilní přesunutí obalů ve stejných roztečích z transportního pásu na příčný dopravník zasouvače,
- b) musí být zajištěna synchronizace přesouvání s tvarovacím cyklem,
- c) musí výkonem a technickými parametry odpovídat zařízením linky, na které navazuje,

- d) musí být jednoduché konstrukce s minimální náročností na výrobu, seřízení, údržbu a obsluhu,
- e) musí vyhovovat celému výrobnímu programu stroje AL 118,
- f) musí vyhovovat požadavkům bezpečnosti práce a ochrany zdraví při práci.

Na základě těchto požadavků byly na Vysoké škole strojní a textilní v Liberci navrženy, konstruktivně zpracovány a vyrobeny přesouvače: lopatkový, váčkový a řetězový. Návrhy vycházejí z analýzy přesouvače PL - 3, která naznačila, že dosavadní systém již nevyhovuje novým požadavkům, které jsou v důsledku rozvoje skleněných obalů na strojní zařízení kladený.

Pro prověření funkčních a technických parametrů byla sestavena zkušební přesouvací stanice, která se skládá ze dvou vůči sobě nastavitelných maket pásů délky asi 2000 mm. Bylo použito konceových částí dopravníků, spojených pomocí středového dílce, který tvoří nosnou část dopravníku. Celkové schéma dopravníku s váčkovým přesouvačem je na obr. 1.



Obr. 1 — Koncepce stávající přesouvací stanice

Dopravník 1, který simuluje dopravník řadového stroje, je poháněn trojfázovým asynchronním motorem 4 přes variátor 5. Stejně je poháněn dopravník 3, simulující dopravník zasouvače. Pohon přesouvače 2 zajišťuje jednofázový komutátorový motorek 6, jehož otáčky lze nastavit střídavým jednofázovým měničem 7 jednoduché konstrukce.

Dopravník 2 se pohybuje přímočarým, přibližně rovnoměrným pohybem rychlostí v_1 , na něm jsou v roztečích, odpovídajících výrobnosti stroje, umístěny skleněné obaly; hřídel přesouvače 2 má úhlovou rychlost ω_2 . Od této rychlosti a tvaru váčky je odvozena rychlost přesouvání lopatek v_2 v místě unášení obalu lopatkou. Obaly jsou přesouvány na dopravník 3, jehož rychlost je v_3 .

Záměrem bylo takové nastavení rychlosti v_1 variátorem 5 a rychlosti v_3 měničem 7, při kterém by lopatky přesouvače podle tvaru váčky najížděly mezi obaly a po zvolené dráze je přesouvaly na dopravník 3.

Zkoušky ukázaly, že realizovaný model zkušební přesouvací stanice není schopen přesouvat obaly spo-

lehlivě v delším časovém období, neboť v kratším nebo delším časovém intervalu dojde k nesynchronnímu pohybu dopravníku 1 a otáčivého pohybu přesouvače, na který je superponován pohyb přesouvacích lopatek s proměnným zrychlením při náběhu na přesouvací dráhu. Příčinou je to — kromě měkké charakteristiky jednofázového komutátorového motoru, pohánějícího přesouvač —, že chybí vazba, zajišťující synchronizaci mezi pohybem dopravníku 1 a přesouvačem. V případě pevné mechanické vazby dochází časem k nesynchronnímu pohybu vlivem iracionality mechanického převodu přesouvače.

Jedna z možností, jak problematiku řešit, je využití prostředků z oblasti elektrických pohonů.

Pro přesnou synchronizaci úhlové rychlosti pohonu dopravníku 1 ω_1 a rychlosti ω_2 , lze v zásadě použít tzv. elektrického hřídele. Stávající konstrukční uspořádání však toto zapojení vylučuje, poněvadž poloměr hnacího válce r_1 dopravníku 1 je různý od poloměru kružnice r_2 , po jejíž části se pohybují lopatky přesouvače. Tedy i obvodové rychlosti budou různé.

Regulované pohony přesouvačů

Dále je uvažována koncepce elektrického regulačního pohonu přesouvače, a to s ohledem na ekonomicky únosné řešení. Z tohoto hlediska byly jako nevhodné odloženy regulační pohony s asynchronním motorem a přímým měničem kmitočtu (cyklokonvertory) regulace změnou vnučeného rotorového napětí a pomocí polovodičové kaskády. Tyto způsoby regulace vycházejí značně složitě.

Jistou složitostí v řízení, i když vysokou přesností v nastavení polohy rotoru se vyznačují krokové motory. Není však reálné získání takového motoru pro požadovaný krouticí moment na hřídeli.

Nutnou podmínkou úlohy je dostatečně přesné zajištění polohy každého obalu. Pokud tato podmínka nebude splněna, stává se úloha složitější vzhledem k nutnosti identifikace okamžité polohy obalu v určité vzdálenosti před přesouvací polohou lopatky a doregulování rychlosti pohybu lopatky. Uvažujeme v dalším regulační, nereverzační pohon se stejnosměrným, cizí buzeným motorem, pracujícím v oblasti konstantního buzení při proměnném napětí kotvy. Řídicí veličinou je napětí $u_{\omega 1}$ úměrné otáčkám ω_1 hřídele na výstupu variátoru, superponované na nastavitelnou úroveň řídicí veličiny U_d regulační soustavy.

Úhlová rychlost ω_2 hřídele cizí buzeného motoru je určena velikostí napětí kotvy motoru, získaného z polo- či plně řízeného usměrňovače. Uvažována je regulovaná soustava se smyčkou napětíovou a proudovou, proudovým a otáčkovým regulátorem v obvodu řízení napětí kotvy.

Volba typu pohonu byla ovlivněna významnou výhodou, kterou je konstantní krouticí moment strojů v oblasti řízení otáček napětím kotvy a při konstantním buzení v širokém rozsahu otáček. Žádoucí je oblast nízkých otáček vzhledem ke skutečným otáčkám výstupního hřídele variátoru ω_1 . Při změně zátěže na hřídeli přesouvače se uplatní regulační obvody CB motoru a doregulují otáčky na hodnotu nastavenou vstupním řídicím obvodem soustavy.

Chování rotoru stroje je popsáno rovnicí

$$M_z = M_e + T_s p r, \quad (1)$$

kde M_z je vnější moment na hřídeli v poměrných jednotkách,

$$T_a = \frac{J\Omega_n}{M_n} \quad (2)$$

je normální doba rozběhu, ve které

J značí moment setrvačnosti,

Ω_n je jmenovitá, mechanická, úhlová rychlost,

M_n je jmenovitý moment,

v jsou poměrné otáčky, $v = \frac{n}{n_n}$,

p Laplaceův operátor.

Elektromagnetický moment CB stroje lze přitom vyjádřit ve tvaru

$$M_e = -k_p M_i i_q i_r, \quad (3)$$

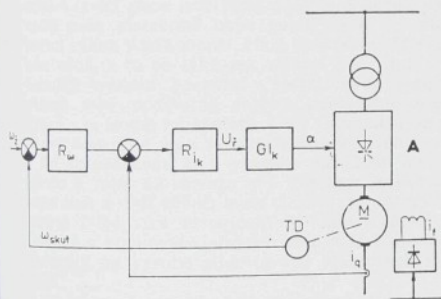
kde i_q , i_r jsou poměrné hodnoty proudů kotvou, resp. buzením,

M_i je součinitel vinutí rotoru, určující indukované napětí do rotoru vlivem otáčení.

V ustáleném stavu ($p = 0$) je budič proud úměrný budičímu napětí a vnitřní napětí rotoru úměrné budičímu toku $M_i i_r$ a otáčkám rotoru v :

$$u_q = -M_i v i_r + r_q i_q. \quad (4)$$

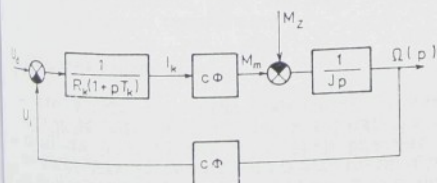
Pro posouzení správné funkce regulovaného pohonu, s ohledem na stabilitu, přesnost regulace a zvláště dynamickou přesnost regulace, rovněž jakost regulačního obvodu, je důležité stanovit přenosy jednotlivých částí regulačního obvodu. Uvažováno je blokové zapojení podle obr. 2. Obvod rotoru je napájen fázově řízeným tyristorovým měničem A. Soustava obsahuje dva regulátory.



Obr. 2 — Jednoduchý neregulační pohon s cize buzeným motorem

Přenos CB motoru je

$$F(p) = \frac{\Omega(p)}{U_d(p)} = \frac{1}{c\Phi[(1 + pT_k) p\tau_M + 1]}, \quad (5)$$



Obr. 3 — Blokové schéma stejnosměrného motoru

$$\text{kde } \tau_M = \frac{JU_n}{(c\Phi)^2 I_n},$$

a jeho blokové schéma je na obr. 3.

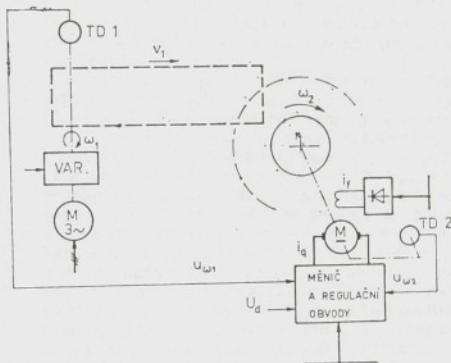
Aby celá regulovaná soustava, popisovaná lineární diferenciální rovnicí, byla stabilní, je nutné, aby celkový přenos typu

$$A(p) = \frac{M(p)}{N(p)} = \frac{\sum_{k=0}^m b_{m-k} \cdot p^k}{\sum_{k=0}^n a_{n-k} \cdot p^k} \quad (6)$$

měl ve jmenovateli polynom $N(p)$, který neobsahuje kladný reálný koeficient ani komplexní koeficient s reálnou částí kladnou nebo nulovou. Čili stabilitu posuzujeme nalezením kořenů polynomu $N(p)$. Přiklonili bychom se ke kritériu symetrického optima.

V našem případě spočívá specifikum:

- ve vytvoření závěsu na otáčky hřídele ω_1 , a to s minimální časovou odezvou. Zapojení je na obr. 4.
- Důležitá je zmíněná dynamická přesnost regulace, určená odchylkou, s níž regulovaná veličina sleduje měnící se řídicí veličinu;



Obr. 4 — Blokové schéma regulovaného pohonu přesouváče se závěsem na otáčky

- snímání otáček ω_1 lze realizovat rovněž bezkontaktními snímači. Vzhledem k tomu, že vlastní regulační obvody zpracovávají analogové veličiny, bylo by nutné digitální údaj převádět na analogový;
- v případě, že by musel být brán v úvahu určitý prokluz mezi pohonným válcem dopravníku a vlastním metalickým pásem, je třeba snímat rychlost v_1 přímo z pásu pomocí vedeného kotouče bez převodu na tachodynamo.
- obecně lze jistě uvažovat i další principy snímání rychlostí v_1 , resp. ω_1 .

Závěr

Předložená studie použití regulačních obvodů pro pohon přesouváče obalového skla ukazuje některé možnosti zajištění synchronní funkce dopravníku fádového stroje a přesouváče, přesouvající obaly na dopravník zasouváče.

Varianta elektrického regulačního neregulačního

pohonu se stejnosměrným cize buzeným motorem s konstantním buzením by mohla pomoci zajistit jeden z požadavků na mechanismy přesouváčů, tj. synchronizaci přesouvání a tvarovacím cyklem.

LITERATURA

NOSEK, J.: Mikroelektronika — část V., skriptum VŠST Liberec, (v tisku)
KULA, L. a kol.: Technika elektrických pohonů, SNTL Praha 1983.

SILIKÁTOVÁ VLÁKNA A NOVÉ ZPŮSOBY TAVENÍ

Ing. Jan LEHNER, CSc.

Státní výzkumný ústav sklářský, Hradec Králové, pobočka Praha

666.189.21.031.5
666.1.031.5

K tavení surovin pro výrobu silikátových vláken se stále více používá elektrické energie. Dosavadní zkušenosti a vývoj v oblasti paliv signalizují, že v neďaleké budoucnosti zaujmou elektrické tavicí agregáty dominantní postavení a to pro svoje nesporné přednosti oproti pecím kupolovým a vanovým na tuhá, kapalná nebo plynná paliva. Pojednání uvádí provozní zkušenosti a porovnání plamenových vanových pecí, elektrických vanových pecí, maloprostorových elektrických pecí a odporových-obloukových tavicích pecí.

Úvod

K tavení surovin pro výrobu skleněných, horninových, struskových (minerálních) i žárovzdorných vláken se stále více používá elektrické energie. Je to způsob hospodárný, dosahuje se jím vysoké tepelné účinnosti, je snadno ovladatelný a poskytuje homogenní taveninu požadovaných vlastností. Elektrické tavicí pece jsou jednodušší než dosud používané pece plamenné nebo kupolové a pro stejný tavicí výkon jsou i menší, čímž jsou investičně méně nákladné, a to se týká jak vlastní pece, tak i stavebních investic. Tavením v elektrických pecích se ovšem také podstatně snižuje znečištění ovzduší nejen s ohledem na spaliny, ale i s ohledem na prachový úlet a na únik tekavých složek taveniny.

Dá se očekávat, že s vysokou závislostí dodávek plynu a ropy na dovozu a s úbytkem koksovatelného uhlí a uhlí vůbec, bude třeba naše energetické zdroje stále více orientovat k elektrické energii získané v atomových elektrárnách a to i pro tavicí agregáty na výrobu silikátových vláknitých materiálů.

V naší republice máme dlouholeté zkušenosti s tavením sklářského kmene pro výrobu skleněných vláken v plamenných vanových pecích, s tavením strusek a struskohorninových směsí pro výrobu struskových (minerálních vláken) v kupolových pecích i s tavením hornin v šachtovaných plynných pecích.

Je sice pravdou, že pro tavení strusek a struskohorninových směsí stále ještě používají známé a standardní kupolové pece, ale počet a podíl vanových pecí není zanedbatelný.

Plamenné vanové pece

Pro výrobu staplového skleněného izolačního vlákna již delší dobu používáme rekuperativních plamenných pecí. Vlákna se vyrábějí pneumatikou metodou. Agregát je vytápěn generátorovým plynem a je použito i elektrického přířevu. Tavicí plocha činí 14,1 m² a průměrný denní výkon 14 t středně

alkalické skloviny a měrná spotřeba energie je 4,2 kWh.kg⁻¹.

Dobré zkušenosti máme s rekuperativní vanošachtovou pecí na tavení čediče. Čedičové vlákno bylo vyráběno pneumatikou metodou. Jako paliva bylo použito svítiplynu a měrná spotřeba byla necelých 3,8 kWh.kg⁻¹.

Vysokých kvalitativních ukazatelů výroby minerálních vláken dosahuje na svém zařízení firma Grünzweig Hartman v NSR. Tato firma používá k tavení pouze vanových pecí a rozvláknování provádí pneumaticky. V minulosti byly používány také kupolové pece.

Za podstatnou výhodu vanových pecí považují dosažení vysoké kvality výrobků a malý podíl odpadů. Firma používá v současné době pece s celkovou plochou 28–35 m² namísto dříve budovaných pecí s plochou 18–20 m². Zvětšení pece přispělo podstatně k zvýšení produkce na 1500–1700 kg.h⁻¹ vyrobeného minerálního vlákna a až 2000 kg.h⁻¹ čedičového vlákna. Měrná spotřeba energie se pohybuje v rozmezích 3,0–5,5 kWh.kg⁻¹. Pece jsou typu rekuperativního s podkovovitým plamenem s třemi hořáky. Bazen má malou hloubku a je to zdůvodněno tím, že tavené suroviny (hlavně čediče) obsahují větší množství oxidů železa, které ztěžují prohřívání taveniny do hloubky. V místech nejvyšších teplot má bazen hloubku jen 200 mm. Zakládání surovin se provádí šesti zakladači, po třech z každé strany. Hlavní pozornost je věnována přesnosti dávkování surovin a přesnému chemickému složení.

Ve Voskresenském kombinátu v SSSR pracuje vanová pec o výkonu až 2000 kg.h⁻¹ a taví kmen skládající se z 95 % hmot. dolomitového slínu a z 5 % hmot. mletého vápna. Pec je vytápěna zemním plynem. Suroviny jsou zakládány při vlhkosti 15 % hmot. Měrná spotřeba činí 6 kWh.kg⁻¹ taveniny.

V polském Trembeši pracují dvě vanové pece regenerativní. Mají celkovou plochu 48 m² a jako paliva se používá mazutu. Vsázka obsahuje 78 % hmot. hořecnatého slínu a 22 % hmot. vápence. Teplota v pracovní části je 1480 °C, v dávkovači přes 1500 °C. Průměrný denní výkon 40–50 t a měrná spotřeba je 6–7 kWh.kg⁻¹ taveniny.

Elektrické vanové pece

Celoelektrické vanové pece pro tavení sklářského kmene se stávají celosvětově běžnou záležitostí. Jedním z oborů, kde velmi rychle stoupá elektrické tavení, je výroba vláknitých materiálů. V naší republice byla celoelektrická vana postavena již v roce 1967 a to pro technologii výroby staplového skleněného vlákna rozfukováním za rotace. Jmenovitý ta-

K AUTORSKÉMU OSVĚDČENÍ

(11)

(B1)

(61)

- (23) Výstavní priorita
(22) Přihlášeno 20 12 83
(21) PV 9692-83

(51) Int. Cl.⁴

H 03 H 1/60,
H 03 H 9/25



ÚŘAD PRO VYNÁLEZY

A OBJEVY

- (40) Zveřejněno 13 06 85
(45) Vydáno 01 06 87

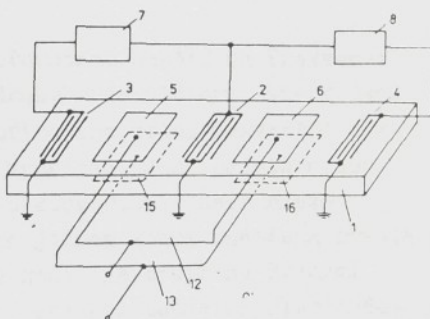
(75)
Autor vynálezu

NOSEK JAROSLAV ing. CSc.,
ZELENKA JIŘÍ doc.ing.DrSc., LIBEREC

(54)

Převodník napětí na frekvenci

Řešení se týká převodníku napětí na frekvenci. Sestává z destičky (1) z piezokeramiky nebo piezoelektrického krystalu, která je na jednom konci opatřena prvními snímací elektrodami (3) a na druhém konci je opatřena druhými snímací elektrodami (4) a uprostřed je opatřena budicími elektrodami (2). Mezi budicími elektrodami (2) a prvními snímací elektrodami (3) je umístěna první horní řídicí elektroda (5) a proti ní na opačné straně destičky (1) je umístěna první dolní řídicí elektroda (15). Mezi budicími elektrodami (2) a druhými snímacími elektrodami (4) je umístěna druhá horní řídicí elektroda (6) a proti ní na opačné straně destičky (1) je umístěna druhá dolní řídicí elektroda (16). Mezi prvními snímací elektrodami (3) a budicími elektrodami (2) je připojen první oscilátor (7) a mezi druhými snímacími elektrodami (4) a budicími elektrodami (2) je připojen druhý oscilátor (8) a první přívodní svorku (12) tvoří paralelně spojené první dolní řídicí elektroda (15) a druhá horní řídicí elektroda (6) a druhou přívodní svorku (13) tvoří paralelně spojené první horní řídicí elektroda (5) a druhá dolní řídicí elektroda (16). První oscilátor (7) a druhý oscilátor (8) jsou připojeny ke směšovači (9), k němuž je připojena dolnofrekvenční propust (10), spojená se zesilovačem (11). Převodník je využitelný tam, kde je třeba vstupní napětí vyšší než 10 V převádět na frekvenci



Vynález se týká převodníku napětí na frekvenci.

Při konstrukci dnes běžných převodníků napětí na frekvenci se zpravidla využívá přeměny stejnosměrného nebo analogové proměnného napětí na kmitočet střídavého napětí, přičemž kmitočet střídavého napětí je úměrný velikosti analogové proměnného napětí. Pro tuto přeměnu se využívají různé integrované obvody, jejich podstatnou částí je zesilovač, pracující ve funkci integrátoru, dále komparátor, referenční zdroj stejnosměrného napětí a generátor impulsů. Takto konstruované analogové číslicové převodníky jsou určeny zpravidla pro vstupní napětí 0 až 10 V a pracují s výstupním střídavým napětím o kmitočtu několik desítek kHz. Přesná funkce převodníků je podmíněna užitím teplotně i časově velmi stabilních stěžejních prvků a obvodů.

Uvedené nedostatky odstraňuje převodník napětí na frekvenci, sestávající z prvního oscilátoru a druhého oscilátoru, které jsou připojeny ke směšovači, k němuž je připojena dolnofrekvenční propust, spojená se zesilovačem, podle vynálezu. Jeho podstata spočívá v tom, že sestává z destičky z piezokeramiky nebo piezoelektrického krystalu, na které je na jednom konci opatřena prvními snímacími elektrodami a na druhém konci je opatřena druhými snímacími elektrodami a uprostřed je opatřena budíciemi elektrodami. Mezi budíciemi elektrodami a prvními snímacími elektrodami je umístěna první horní řídící elektroda a proti ní na opačné straně destičky je umístěna první dolní řídící elektroda a mezi budíciemi elektrodami a druhými snímacími elektrodami je umístěna druhá horní řídící elektroda a proti ní na opačné straně destičky je umístěna druhá dolní řídící elektroda. Mezi první snímacími elektrodami a budíciemi elektrodami může být s výhodou připojen první oscilátor a mezi druhé snímacími elektrodami a budíciemi elektrodami je

připojen druhý oscilátor a jednu přívodní svorku mohou tvořit paralelně spojené první dolní řídící elektroda a druhá horní řídící elektroda a druhou přívodní svorku mohou tvořit paralelně spojené první horní řídící elektroda a druhá dolní řídící elektroda.

Převodník napětí na frekvenci podle vynálezu pracuje na bázi převodu analogově proměnného napětí na kmitočet a umožňuje zvětšit vstupní napětí až na několik desítek V a nevyžaduje referenční zdroj napětí.

Převodník podle vynálezu a jeho účinky jsou blíže popsány na příkladu jeho provedení pomocí výkresu, kde obr. 1 představuje schéma zapojení převodníku napětí na frekvenci podle vynálezu a obr. 2 představuje schéma zapojení doplňkové vyhodnocovací části převodníku napětí na frekvenci podle vynálezu, opatřeného směšovačem, dolnofrekvenční propustí a zesilovačem.

Převodník napětí na frekvenci podle vynálezu sestává z destičky 1 z piezokeramiky nebo piezoelektrického krystalu. Destička 1 je na jednom konci opatřena prvními snímacími elektrodami 3, na druhém konci je opatřena druhými snímacími elektrodami 4 a uprostřed jsou na ní umístěny budící elektrody 2. Mezi budícími elektrodami 2 a prvními snímacími elektrodami 3 je umístěna první horní řídící elektroda 5 a proti ní na opačné straně destičky 1 je umístěna první dolní řídící elektroda 15. Mezi budícími elektrodami 2 a druhými snímacími elektrodami 4 je umístěna druhá horní řídící elektroda 6 a proti ní na opačné straně destičky 1 je umístěna druhá dolní řídící elektroda 16. Mezi prvními snímacími elektrodami 3 a budícími elektrodami 2 je připojen první oscilátor 7. Mezi druhými snímacími elektrodami 4 a budícími elektrodami 2 je připojen druhý oscilátor 8. První přívodní svorku 12 tvoří paralelně spojené první dolní řídící elektroda 15 a druhá horní řídící elektroda 6. Druhou přívodní svorku 13 tvoří paralelně spojené první horní řídící elektroda 5 a druhá dolní řídící elektroda 16. První oscilátor 7 a druhý oscilátor 8 jsou připojeny ke směšovači 9, k němuž je připojena dolnofrekvenční propust 10 a zesilovač 11.

Destička 1, na které je realizován převodník, může být vytvořena buď z piezoelektrických krystalů, například krystalu

křemene, LiNbO_3 , LiTaO_3 , $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$, $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$, berlinitu, nebo může být vybroušena z piezokeramiky. Přitom je žádoucí, aby příslušný lineární a nelineární piezoelektrický modul pro uvažovanou orientaci destičky 1 byl co největší.

Tak například při realizaci převodníku na destičce 1 z krystalu z LiNbO_3 o tloušťce destičky 1 rovnoběžné s osou Y a při ose destičky rovnoběžné s osou X při jmenovitém kmitočtu prvního oscilátoru 7 a druhého oscilátoru 8 25 MHz, analogovém napětí 25 V přivedeném na první horní řídicí elektrodu 5, první dolní řídicí elektrodu 15, druhou horní řídicí elektrodu 6 a druhou dolní řídicí elektrodu 16 bude na výstupu směšovače 9 napětí o kmitočtu $2f = 50 \text{ Hz}$. Vzhledem k tomu, že oba na destičce 1 realizované přenosové systémy působí proti sobě, změna rychlosti šíření ultrazvukových vln vyvolaná změnou teploty nebo stárnutím se neuplatní.

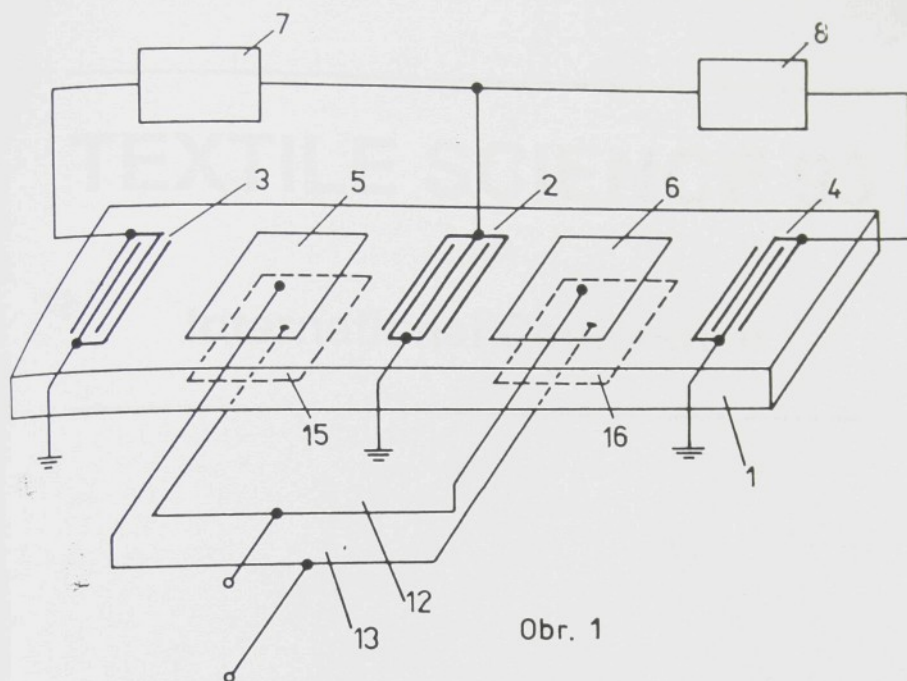
Na první horní řídicí elektrodu 5, první dolní řídicí elektrodu 15, druhou horní řídicí elektrodu 6 a druhou dolní řídicí elektrodu 16 se přivádí vstupní analogové napětí, které působením vzniklého elektrického pole prostřednictvím lineárního a nelineárního piezoelektrického jevu jednak mění vzdálenost mezi budicími elektrodami 2 a snímacími elektrodami 3 a 4, jednak rychlost šíření povrchových ultrazvukových vln. První horní řídicí elektroda 5, první dolní řídicí elektroda 15, druhá horní řídicí elektroda 6 a druhá dolní řídicí elektroda 16 jsou propojeny tak, aby se při přiložení analogového napětí vzdálenost mezi budicími elektrodami 2 a prvními snímacími elektrodami 3 zvětšila a současně, aby se vzdálenost mezi budicími elektrodami 2 a druhými snímacími elektrodami 4 zmenšila. Tím se dosáhne zpoždění signálu na prvním snímacích elektrodách 3 o $+\Delta\varphi$ a na druhých snímacích elektrodách 4 o $-\Delta\varphi$. Přenosový systém mezi budicími elektrodami 2 a prvními snímacími elektrodami 3 je součástí prvního oscilátoru 7 a přenosový systém mezi budicími elektrodami 2 a druhými snímacími elektrodami 4 je součástí druhého oscilátoru 8. V důsledku poměrné změny zpoždění mezi budicími elektrodami 2 a snímacími elektrodami 3, 4 se změní kmitočet prvního oscilátoru 7 o hodnotu $-\Delta f$ a druhého oscilátoru 8 o hodnotu $+\Delta f$. Vstupní napětí dvou oscilátorů 7 a 8 jsou přivedena do směšova-

že g , na jehož výstupu dostaneme napětí o kmitočtu $2 \Delta f$.

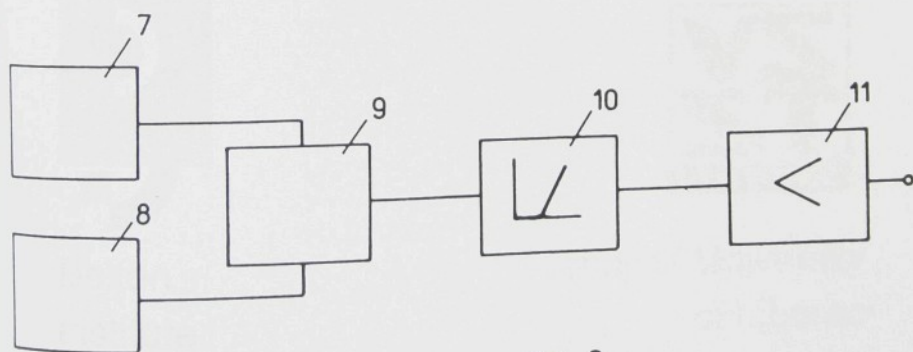
Převodník napětí na frekvenci podle vynálezu je využitelný tam, kde je třeba převádět napětí na frekvenci a vstupní napětí je vyšší než 10 V.

Převodník napětí na frekvenci, sestávající z prvního oscilátoru a druhého oscilátoru, které jsou připojeny ke směšovači, k němuž je připojena dolnofrekvenční propust spojená se zesilovačem, vyznačující se tím, že sestává z destičky /1/ z piezokeramiky nebo piezoelektrického krystalu, která je na jednom konci opatřena prvními snímacími elektrodami /3/ a na druhém konci je opatřena druhými snímacími elektrodami /4/ a uprostřed je opatřena budícími elektrodami /2/ a mezi budícími elektrodami /2/ a prvními snímacími elektrodami /3/ je umístěna první horní řídící elektroda /5/ a proti ní na opačné straně destičky /1/ je umístěna první dolní řídící elektroda /15/ a mezi budícími elektrodami /2/ a druhými snímacími elektrodami /4/ je umístěna druhá horní řídící elektroda /6/ a proti ní na opačné straně destičky /1/ je umístěna druhá dolní řídící elektroda /16/, přičemž mezi první snímací elektrody /3/ a budící elektrody /2/ je připojen první oscilátor /7/ a mezi druhé snímací elektrody /4/ a budící elektrody /2/ je připojen druhý oscilátor /8/ a první přívodní svorku /12/ tvoří paralelně spojená první dolní řídící elektroda /15/ a druhá horní řídící elektroda /6/ a druhou přívodní svorku /13/ tvoří paralelně spojené první horní řídící elektroda /5/ a druhá dolní řídící elektroda /16/.

1 výkres



Obr. 1



Obr. 2

TEXTILE SCIENCE 93

International Conference



Bolton
Institute
UK



Technical University
of Liberec
Czechoslovakia

Some Possibilities of Computer Picture Analysis of Flat Textile Structure

JAROSLAV NOSEK

Department of Electrical Engineering
Faculty of Textile Engineering
Technical University of Liberec, Czech Republic

Introduction

The **visual information** is a very rich source of knowledge. Its computer processing, dependent on the development of instruments and methods, is used in a lot of areas of human activity. Typical areas of the visual information are pictures, graphics and texts. They can be processed by the use of optical, digital and, possibly, hybrid methods. We will take an attention to the field of digital picture processing with an aid of a personal computer.

The use of the digital picture processing in the textile area is supposed in the field of the **analysis of fibre structures**, the **analysis of fabrics** and for the **identification of the scene of a robotized site**. A typical area of its possible practical use is the **check of products quality**.

1 Image Processing

The system of **digital image processing** ensures the picture scanning, its digitization, recording, computer processing and back reproduction of the picture on an output device, the monitor. The processing is complicated not due to the algorithmus complexity but as a result of the data volume (from 0.06 to 70 MBytes per photograph) and an amount of operations. The processing of a visual information consists of a sequence of transformations of matrices with gray levels of a picture. **Degenerative effects** of the transform of a redundant information are suppressed by methods of **image preprocessing**: smoothing, focusing, filtering and gray-level and geometrical operations serving to the picture reconstruction, when it was corrupted.

The **image smoothing** suppresses higher frequencies (noise), but also other fast changes in the picture (thin curves, edges). The **focusing process** is an oposite operation, its goal is the enhancing of higher frequencies in the

picture. To optimize both operations, some **filtering** methods can be applied. These methods transform original values of gray levels to other values of gray levels in the output picture with the goal to enhance or suppress some features. The choice of the transformation depends on the size of picture objects.

The **segmentation** of the picture is an operation suitable for the analysis of the contents of image data. From a lot of segmentation procedures we use the segmentation based of the edge detection found in the picture by the application of some edge operator.

One of very important steps of understanding the image data is an **area recognition** that were found in a picture. The recognition requires an exact area description in order to be evaluated by the classifier. A necessary assumption for the area description is its identification, e.g. the possibility of its unambiguous reference for each image area.

2 Application to Textile Products

The **fabrics** (wovens, nonwovens, knitted fabrics) are presented by a regular structure of the weave and by a colour pattern. As far as field studied, we limit the study to the pictures represented by different levels of the gray and extract the *nonrepeated motifs*. It seems suitable to use for the description of areas the characteristics termed a **texture**.

The plain object is termed the texture, if a set of local image characteristics of the area is constant, slowly changing or approximately periodic. There are two features of the texture important for the computer image processing: **shade** and **structure**. As a shade **primitivum** of the texture we understand the continuous set of cells with a given shade. Texture of the image is described by the number and types of primitives. The description may have attribute, syntactic or hybrid form.

Then the image recognition can be performed in three steps:

- a — extraction of primitives from the digitalized image and their classification
- b — determination of relations among groups of primitives and sorting into texture classes
- c — classification of unknown textures entering the input of the learned recognition system

The result of the above procedures is the alternative description of

- image of edges
- image of the important edges
- texture primitives
- original image.

The analysis of the flat structure of the fabrics or the fault identification consist of the realization of procedures given above.

3 Experiment

The experimental equipment consists of

- The camera BISCHKE CCD 1004 containing
 - the chip of 256 times 256 image elements (pixels) of 75 levels of brightness and
 - digital series output of image information.
- The personal computer DMS 386 SX 16 MHz with a coprocessor 80386 and VGA monitor.
- The SW equipment containing the simplest functions of image processing.

The camera was positioned vertically, about 400 mm above the support plate with specimens that were illuminated by two side placed white light lamps of 150 W placed at the distance of about 800 mm. The angle between beam axis and the support plate was about 45°.

4 Results and Discussion

We have scanned and processed the images of specimens of plane weave fabrics and wool dresswear. The first experiences show the following limitations

- The image processing by the personal computer of 386 type does not make possible to observe dynamical effects. But the same limitation is valid for fast computers with a series architecture. The solution is the complicated parallel computer architectures.
- An unsuitable focus length of the objective used and a low acute depth make problems with identification of vertically distributed structures of fabrics. More informations can be received for plain wovens then for grosser knitts. The loss of informations due to the scanning conditions cannot be corrected by SW operations.
- The dependence of the acute depth of the vertically structured textile on the conditions of the scene illumination.
- The limitation of the identification of vertically distributed faults of fabrics.
- The transformation of the color composition of material into gray-shaded image.
- The more difficult interpretation of gray-shaded image.
- The properties of the used experimental apparatus are far from parameters of present-day optoelectronic systems, for instance Bullmerwerk.

Conclusion

The experiment should be understood as the introductory one. Although the camera parameters are not optimum ones, computer images of specimens of fabrics with horizontally distributed errors were scanned, processed and evaluated.

References

- [1] Hlaváč, V. and Šonka, M.: Computer aided image analysis. [in czech] Scriptum ČVUT-FEL, Prague 1991.

A New SAW Sensor of Electric Field

Jaroslav Nosek

Technical University of Liberec
Department of Electrical Engineering
Halkova str. 6, CZ 46117 Liberec 1, Czech Republic

Abstract

Most of the non-electric quantity transducers give an output DC voltage that is proportional to the physical quantity however a digital form of such signal is more convenient for further signal processing. The article describes a possibility to realize a nonconventional voltage/frequency transducer with linear characteristic and high stability of frequency using speed change of propagation of surface acoustic waves between interdigital transducers located on a piezoelectric substrate plate. The patented principle has been offered to the textile industry for development of nonconventional automatic stop - motion or for units of automated control systems.

1 Analog-Digital Transducers

Analog/digital transducers A/D are part of a standard measuring channel of an automatically controlled system. The A/D transducers designed as V/f converters convert input voltage V to frequency f of the output pulse signal with conversion constant and defined non-linearity. The main parameters are conversion velocity and a word length, in special cases also its stability. Classical *fast parallel A/D transducers* are usually created by differential comparators, which compare input voltage with uniformly distributed reference voltages. The comparator output value is fed into registers by the means of sampling inputs.

The values in the registers are coded by the binary code. The parallel transducers are usually fabricated as 4 or 8 bits wide. The sampling frequency is of the range 10 - 100 MHz. *Approximative A/D transducers* use the principle of internal compensation, the internal voltage is discriminated by the means of reference voltage which is generated in D/A converter with approximation register. We may conclude that A/D transducers are intricate electronic circuits with the stability of parameters given by the stability of reference voltages and the stability of used semiconductor circuits. This properties could not be suitable for some applications. There is an idea to use electronic elements with higher frequency stability and higher accuracy of conversion as *A/D transducers of electrical variables or transducers of chosen physical variables*.

2 Piezoelectric Transducers

Piezoelectric resonators with bulk acoustic waves (BAW) or surface acoustic waves (SAW) are used for this applications. The frequency change of piezoelectric resonator sensors is a digital signal because frequency counting is a digital process. No A/D conversion, no inherent measurement accuracy is preserved. Quartz resonators with bulk acoustic waves are presently used as secondary time standards. They work mainly in CPU's of computers and in the field of time measurement applications. They are used as *transducers of different physical variables* too. Some of the commercial successful examples of piezoelectric sensors with the highest precision of measurement are given in the following:

- temperature sensors
 - resolution $5 \cdot 10^{-4}^{\circ}\text{C}$
 - accuracy over one year 0.05°C
- mass measurement with resolution of $0.6 \cdot 10^{-6}$ for quartz and used
 - thin film thickness monitor
 - detection of gases by absorption
 - mass exchange in liquid reaction, etc.
- acceleration measurement in the range from $-75g$ to $+75g$
- pressure measurement with resolution of 10^{-4} of full scale, etc.

Resonators with *surface acoustic waves* (SAW) use piezoelectric materials too. They can be advantageously used in electronic applications. In the comparison with BAW resonators, the surface acoustic wave transmission could be easily controlled in the given environment. Due to the fact that the transmission of SAW is 5 orders slower than that for electromagnetic waves we can use microwave methods for signal analysis. However fabricating the *interdigital transducers* on the surface of piezoelectric plate by the means of photolithographic methods is more difficult because of the technological problems.

3 SAW A/D Transducer of Electric Field

Deformation of piezoelectric plate and change of SAW velocity induced by strong electric field are used in this contribution for A/D transducer construction. As it was theoretically derived the velocity of SAW can be changed in the range of values v and v' by the means of applying a d. c. voltage on the control electrode pair. The delay of SAW between emitting and sensing interdigital transducers is changed for Δt :

because of the length change of the part of the plate with controlling electrodes. We obtain following relative transmission delay of SAW if we consider velocity change caused by the material elasticity changes only:

$$\frac{\Delta t_i}{t_i} = d_{CAB} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{R_{CDAB}}{d_{CAB}} \right) \Phi_{,c} - \frac{1}{2} \frac{e_{NLMCD}}{c_{LMCD}} \quad (1)$$

Symbol meaning:

d_{CAB}	piezoelectric coefficient tensor components
R_{CDAB}	electrostriction coefficients
e_{NLMCD}	piezoelectric module tensor components
$\Phi_{,c}$	electric potential derivation
c_{LMCD}	elastic module tensor components.

It is clear that even in the simple arrangement of transducers we can change the signal transmission time.

We have designed a symmetric arrangement with two oscillators controlled by SAW resonators. The oscillators frequencies change due to the transmission delay in accordance with following formula:

$$f_{c1} - f_{c2} = \text{function}(U) \quad (2)$$

For the control input voltage of tens of V we obtain linear response in tens of Hz for oscillator frequency $f \approx 30$ MHz. The plate is created by germanium-bismuth oxide ($\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$).

4 Conclusion

Proposed V/f transducer can be used as a high stabile A/D transducer. Simply arranged transducer can also serve as a electrostatic voltage sensor.

References

- [1] Nosek, J., Zelenka, J.: CS patent No: 240 192. Praha 1988.

Development of Solar Cells and Experimental Experiences in the Laboratory and Sahara Conditions

Jaroslav Nosek

Technical University of Liberec
Halkova 6, 46117 Liberec 1
Czech Republic

Introduction

Sun radiation power meeting the external surface of the Earth atmospheric environment is 1350 W/m^2 . About 1000 W/m^2 of this value reaches the Earth surface in the perpendicular direction at cloudless weather in the daytime. However, this value changes in a great extent depending on the geographic latitude. The year average at the 50th degree of north latitude (Prague) is about 130 W/m^2 , while in Sahara in the area of the 23rd degree of north latitude there is an important value of 520 W/m^2 . This fact together with a need of electrical energy in areas of bad acceptance leads to the realization of autonomous Sun photovoltaic sources of electrical energy.

A direct conversion of light energy into electrical power, known as the photoelectric effect, is performed in a photovoltaic cell. The most known silicon cell uses the properties of P-N junction formed between areas of P-type conductivity (Si with boron impurity) and N-type conductivity (a thin layer Si with phosphorus impurity). It is well-known that electric field is formed on the P-N junction. As a consequence of the light radiation, electric charges are released that, due to the action of the above mentioned electric field, create a voltage between the external surfaces of layers. With and aid of collecting electrodes deposited on these surfaces the electric current can flow in an external circuit.

Parameters of Modules in Sun Photoelectric Power Stations

Typical silica cell of area of 100 cm^2 at the radiation of 1000 W/m^2 gives voltage of about 0.5 V , current of 2 A and power of 1 W , which corresponds to conversion power efficiency of about 10%. In the laboratory environment this value can increase up to 23% if the cell is made from silica monocrystal.

Cells are connected into flat plate modules (up to 100 W) and modules into panels (up to some kW). Panels are placed into a supporting frames and protected by covers against

contamination and damage.

Panels oriented in the south direction and usually inclined by 35° with respect to the horizontal plane are the simplest ones as for production. They can produce up to 19% more energy than panels placed into the horizontal plane. If the AC current is asked for, invertors are used, usually thyristor invertors exhibiting the efficiency of about 54%, but at the present time advanced pulse convertors with efficiency of about 90% are preferred.

A high energy consumption is typical for the solar photocell power station (SPPS) construction. However, last years information shows encouraging values regarding basic economical SPPS parameters:

- energetic recovery T_o that is defined as the time during which the SPPS produced the same amount of energy Q_o that was exhausted at its construction and
- yield ratio R that gives how many times the SPPS produces more energy during its lifetime than it was used for its construction.

Some basic data concerning commercial SPPSs are in the following table 1.

Cell Type	Monocrystal	Polycrystal	Amorphous
Q_o cost of SPPS construction	1726	1396	310
Panel efficiency in % (commercially available)	12	10	6
T_o in years at $2000 \text{ kWh m}^{-2}\text{year}^{-1}$	12.0	11.7	4.2
R for lifetime $T_L = 21\text{years}$ at $2000 \text{ kWh m}^{-2}\text{year}^{-1}$	2.9	3.0	8.1

Table 1: Selected basic data on SPPSs (1994)

Due to the solar light conditions of Central Europe, during their life time the SPPSs are able to produce only energy that is 2 to 5 times large than energy exhausted at their

construction (without taking into account the overall economical complexity). Therefore, we cannot expect that SPPSs will participate in the energy production for the electrical energy net by a non-negligible extent. At the conditions of the yield ratio $R = 3$, the life time $T_L = 21$ years and continuous construction of new SPPSs, in the steady state the SPPS produces energy $2Q_0$ each 7 years that is not encouraging.

The present time module cost, which is more than 60% of the all SPPS construction expenses, see table 2, is high and limits the SPPS use for special purposes. However, the module cost should decrease in a long time scale, as it is shown in table 3. Therefore, we suppose that also in Europe there will be a little development in construction of units with power from 2000 to 3000 kW.

USA	up to 5 \$ per kWh
Germany	12.5 DM per kWh

Table 2: Typical panel costs

Year	1990	2000	2010
Module	12.5	6.5	3.5
Overall	20	12	7.5

Table 3: Expected SPPS component cost time tendency

UST Alger

Extraordinary rich of Sahara solar energy and remoteness of living places or telecommunication and meteorological stations are the impulse for research at advanced university

laboratories of South Africa. In the University of Sciences and Technology (UST) in Alger, laboratory of semiconductors, the research was concentrated to increase the efficiency of solar energy conversion.

The incoming material was a single crystal silicon cut of (111) orientation of circular shape and 4 inches diameter. The substrate was doped by boron and had the resistivity of $3 - 6 \Omega \cdot \text{cm}$. The $\text{Si}(\text{N}^+)$ layer was prepared by the action of H_3PO_4 . The lower Al electrode was deposited in vacuum while the lattice type upper electrode from SnO_2 was deposited in the argon atmosphere.

At the laboratory conditions the structure optimization was performed and important parameters were investigated as for example lifetime τ and diffusion depth L and their dependence on temperature and conditions of junction preparation. These parameters influence immediately the efficiency of photoelectric conversion. Effectively utilized methods are for example

- the determination of lifetime τ from the decrease of open circuit voltage due to the acting of light impulse energy (OVCD)
- the determination of diffusion depth by the method of surface potential (SPV)

Electrical parameters τ and L are dependent on the conditions of the $\text{Si}(\text{N}^+) - \text{Si}(\text{P})$ junction preparation. Even at difficult laboratory conditions a lot of interesting experiments were performed. As an example there was the realization of the temperature chamber for the investigation of the temperature lifetime τ dependence. Achieved values are $\tau \approx 3 - 6 \mu\text{s}$ and $L = 20 - 30 \mu\text{m}$. These values depend also on the temperature. The overall efficiency was $6 - 8\%$ (in 1986).

In Sahara conditions autonomous SPPSs of power from 500 to 2000 kW are realized. They serve to supply the communication junctions and meteorological stations. (Electric energy in oases is obtained from diesel-generators.) As an instance there is the station in Hoggane (the 23rd degree of north latitude, Plateau d'Assekrem in elevation of 2728 m over sea level). SPPSs in specific application and Sahara conditions are practically non-replaceable. Nevertheless, a big amount of solar energy does not lead to construction of large SPPS systems. The reasons are first of all:

- high finance consumption (high Q_o)
- short lifetime of SPPSs as a result of enormous sand abrasion at sandstorm
- difficult maintenance of systems distributed on a large area

Conclusion

A higher perspective is supposed to applications in richer countries, where at the present time units of power 700 - 5200 kW (USA) and 300 - 3000 kW (Europe) are installed.

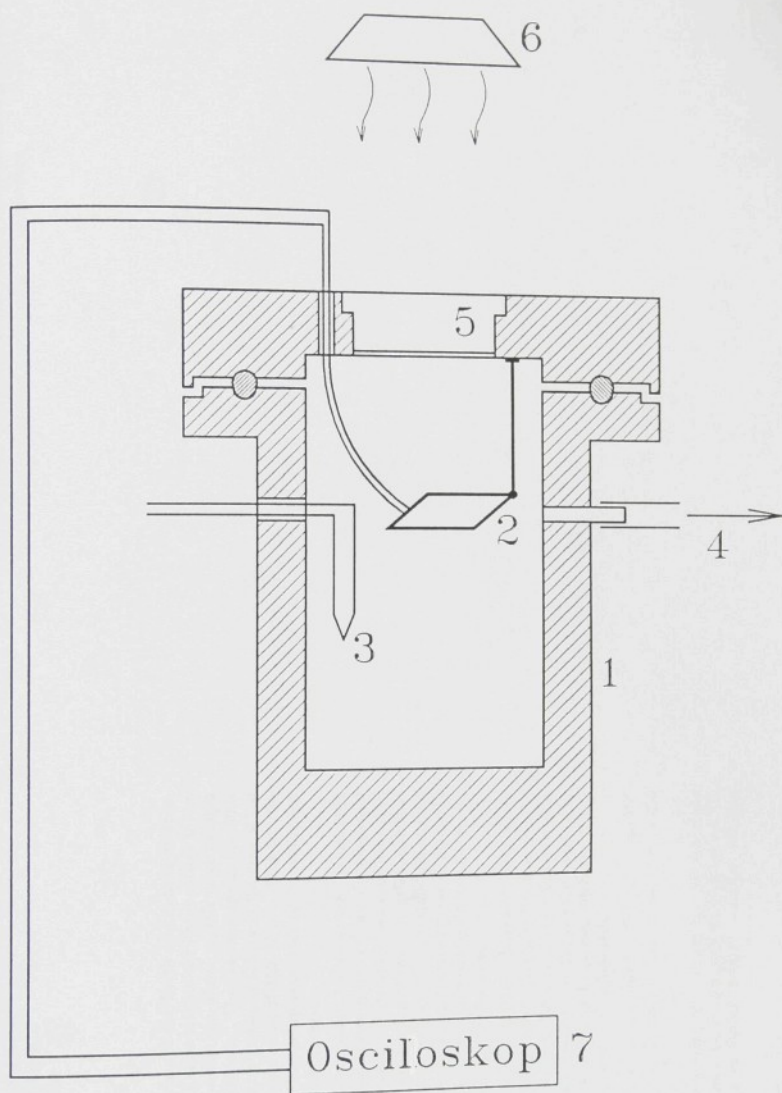


Figure 1: Experimental arrangement for lifetime τ measurement in the temperature range from -190° to $+150^\circ$. Legend: 1 - temperature chamber, 2 - sample $\text{Si(P)} - \text{Si(N}^+)$, 3 - thermocouple, 4 - vacuuming, 5 - transparent window, 6 - stroboscope, 7 - oscilloscope

Jaroslav Nosek

Technical University of Liberec

Halkova 6, 46117 Liberec 1

Czech Republic

Abstract

Sun radiation power meeting the external surface of the Earth atmospheric environment is 1350 W/m^2 . About 1000 W/m^2 of this value reaches the Earth surface in the perpendicular direction at cloudless weather in the daytime. However, this value changes in a great extent depending on the geographic latitude. The year average at the 50th degree of north latitude (Prague) is about 130 W/m^2 , while in Sahara in the area of the 23rd degree of north latitude there is an important value of 520 W/m^2 . This fact together with a need of electrical energy in areas of bad acceptance leads to the realization of autonomous Sun photovoltaic sources of electrical energy.

A direct conversion of light energy into electrical power, known as the photoelectric effect, is performed in a photovoltaic cell. The most known silicon cell use the properties of P-N junction formed between area of P-type conductivity (Si with boron impurity) and N-type conductivity (a thin layer Si with phosphorus impurity). It is well-known that electric field is formed on the P-N junction. As a consequence of the light radiation, electric charges are released that, due to the action of the above mentioned electric field, create a voltage between the external surfaces of layers. With aid of collecting electrodes deposited on these surfaces the electric current can flow in an external circuit.

In the University of Sciences and Technology (UST) in Algier, laboratory of semiconductors, we have worked with a single crystal silicon cut of (111) orientation of circular shape and 4 inches diameter. The substrate was doped by boron and had the resistivity of $3 - 6 \Omega \cdot \text{cm}$. The Si layer doped by phosphorus was deposited on the substrate surface by the diffusion method. The lower Al electrode was deposited in vacuum while the lattice type upper electrode from SiO_2 was deposited in the argon atmosphere.

The goal of study in all laboratories is the increase of conversion efficiency of Si cells. It can be achieved by two main ways: by decreasing the time of energetic recovery T_e and by increasing the yield ratio R .

In the UST laboratory conditions the optimization of structure was made and the investigation of a lot of parameters was performed, as, for example, minority carrier life time and the diffusion depth L , depending on conditions of $\text{Si(P)} - \text{Si(N+)} \text{ junction}$

precipitation and temperature. The efficiency achieved was 20% (1980).
The lecture considers Sahara conditions at the 23rd degree of north latitude in the area of Hoggar at Plateau d'Assakrem in elevation of 2125 m over sea level where there is autonomous source of sun electric energy operates.

At the present time the efficiency of single crystal, poly-crystal and amorphous silica cells of advanced manufacturers is almost 2 times higher, which can be verified by a lot of data presented. Irrespective of this success, the yield efficiency of these cells considered for the Centre European conditions is not satisfactory.

C-25 ZÁVISLOST REZONANČNÍHO KMITOČTU PIEZOELEKTRICKÝCH REZONÁTORŮ
NA VELIKOSTI BUDÍCÍHO PROUDU

Nosek J., ČSSR

The experimentally obtained the resonant frequency dependence on the current through the crystal of AT-cut 2,5 and 5 Mc type is compared with the theoretical one given by Tiersten. The theoretically and experimentally obtained results are in good agreement if the equivalent electro-dimensions are considered.

V minulosti bylo experimentálně zjištěno /2/, /3/, že rezonanční kmitočet piezoelektrických křemenných AT rezonátorů závisí na velikosti proudu I protékajícího rezonátorem. Z experimentů byl pro poměrnou změnu kmitočtu $\frac{\Delta\omega}{\omega}$ odvozen empirický vztah

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = D I^2 \quad (1)$$

kde konstanta D závisí na rezonančním kmitočtu a na velikosti rezonátoru. Pokud byly vlastnosti piezoelektrických krystalů popisovány lineárními stavovými rovnicemi, nebylo možné tuto skutečnost teoreticky vysvětlit. Teprve formulování nelineárních piezoelektrických stavových rovnic umožnilo vyjádřit závislost rezonančního kmitočtu piezoelektrických rezonátorů na protékajícím proudu I teoreticky /6/, /4/, /1/.

Pro čistě tloušťkové kmitý tenké destičky odvozuje Tiersten reálnou algebraickou rovnici (/1/, str. 870). Nalezení extrémů této pozitivní funkce pro různé napětí generátoru V umožňuje zřejmě získat závislost, srovnatelnou s experimentálně zjištěným vztahem (1). Předpokládáme-li, že hodnoty napětí na rezonátoru V a amplituda $\hat{A}_N$ při maximálním proudu I jsou přibližně stejné jako v lineárním případě, lze přímo určit kmitočtové odchylky:

$$\delta = \frac{9}{16} \frac{\gamma}{C_{66}^D} \frac{1}{8 e_{26}^2} \left[\frac{\varepsilon_{22}^2 N^2 \pi^2 \omega_{NO}}{(2h)^2} (1 + \hat{k}_{26}^2) V V^* + \frac{N^2 \pi^2 |I|^*}{\omega_{NO} S_e^2} \right] \quad (2)$$

V tomto vztahu je $\delta = \omega_N - \omega_{NO}$ rozdíl úhlového kmitočtu ω_N maximální nelineární odezvy a ω_{NO} , tj. kmitočtu lineární rezonance. $\gamma = \frac{1}{2} C_{22}^E + \frac{C_{N2}^E}{3 C_{266}^E} + \frac{1}{6} \frac{C_{E}^E}{4 C_{6666}^E}$ představuje elastický koeficient, charakterizující nelineární vlastnosti krystalu /4/, $C_{66}^D = C_{66}^E + \frac{e_{26}^2}{\varepsilon_{22}}$ je elastický modul změřený při konstantní elektrické indukci, e_{26} piezoelektrický koeficient, ε_{22} permitivita, N řád kmitů, $2h$ tloušťka planoparalelní destičky, $\hat{k}_{26}^2 = \frac{k_{26}^2}{1 - k_{26}^2}$, kde k_{26} je koeficient elektromechanické vazby, který pro danou orientaci spočítáme. S_e je plocha elektrod, V napětí na elektrodách (V^* je komplexně sdružené číslo), I proud krystalem. Vztah (2) upravíme a spočítáme hodnoty konstant.

$$\frac{\omega_N - \omega_{NO}}{\omega_{NO}} = K_1 K_2 V V^* + \frac{K_1 K_3}{\omega_{NO}^2} \|I\|^* \quad (3)$$

Porovnejme výraz (3) s výsledky měření uskutečněných na plankonvexních AT rezonátorech kmitajících na páté harmonické a určených pro kmitočty 2,5 a 5 MHz (/3/, str. 55 až 57). Důležité údaje těchto rezonátorů jsou uvedeny v tab. 1.

Změřené hodnoty D plankonvexních rezonátorů AT

Tab. 1

Kmitočet (MHz)	Průměr výbrusu (mm)	Průměr elektrod (mm)	Poloměr zakřivení (mm)	Změřené D (A ⁻²)
2,5	30	10	100	0,174
5,0	17	5	100	0,584
5,0	17	5	70	0,751
5,0	17	5	50	0,886

Vzhledem k tomu, že u uvažovaných plankonvexních rezonátorů jsou kmitky soustředěny do střední části výbrusu (/3/, str. 48 až 50), nebudeme uvažovat skutečné plochy elektrod, ale plochy ekvivalentní, zmenšené v případě rezonátoru s poloměrem zakřivení vypuklé části výbrusu 100 mm na 64 % skutečné hodnoty. Vypočtené hodnoty rovnice (3) jsou uvedeny v tab. 2.

Hodnoty pro AT rezonátor 2,5 a 5,0 MHz (r=100 mm)

Tab. 2

Kmitočet (MHz)	Ekvival.plo- cha elektrod (mm ²)	$K_1 K_2$ (V ⁻²)	$\frac{K_1 K_2}{\omega_{NO}^2}$ (A ⁻²)	I (μA)	$\frac{\omega_N - \omega_{NO}}{\omega_{NO}}$
2,5	50,2	$1,61 \cdot 10^{-11}$	0,145	800	$92,8 \cdot 10^{-9}$
5,0	12,6	$5,66 \cdot 10^{-11}$	0,574	800	$367 \cdot 10^{-9}$

Z výsledků vyplývá:

- kmitočet závisí především na proudu rezonátorem, je funkcí rozměrů elektrod a základní harmonické
- náпряжение na elektrodách ovlivňuje kmitočet zcela zanedbatelně, pokud je při běžném použití rezonátoru řádově desetiný voltu
- kmitočtová změna závisí na orientaci a na materiálových konstantách výbrusu

Cílem sdělení je uvést výsledky naměřené na některých dalších piezoelektrických krystalech, zejména na krystalech s velkým koeficientem elektromechanické vazby.

Literatura

- /1/ Tiersten, H. F.: J. Acoust. Soc. Am., 59,4 (1976), 866
- /2/ Anderson, T. C., Merrill, G. P.: IRE Trans. Instr. I-9 (1960), 136
- /3/ Zelenka, J.: Rozprawy ČSAV, řada matem. a přír. věd, 80,1 (1970)
- /4/ Smythe, R. C.: Proc. 28 Ann. Symp. Freq. Contr., F. Monmouth (1974)
- /5/ Tiersten, H. F.: J. Acoust. Soc. Am., 57,3 (1975) 667
- /6/ Gagnepain, J. J.: An. Franc. de Chron. et Microm., Besancon (1972)

INTERMODULACE VÝSOCE JAKOSTNÍCH SELEKTIVNÍCH PRVKŮ

Jaroslav Nosek

Úvod

V období dynamického rozvoje elektroniky prohlubují se výrazně partie, teoreticky obříhnd zvládnutelné, avšak s mimořádným významem v četných aplikacích, produkovaných pouze vyspělým průmyslem. Mezi takové aplikace právem náleží přístrojové systémy pro zpracování elektrických signálů za použití akustických vln. Bloky využívající akustické vlny se vyznačují vysokou stabilitou parametrů a energetickou účinností, mají velkou spolehlivost a malé rozměry. Použití piezoelektrických materiálů umožňuje pak snadnou přeměnu elektrického signálu na akustický a naopak.

Výrazné využití objemových či povrchových akustických vln piezoelektrických rezonátorů lze nalézt především ve vysokoselektivních obvodech, u kterých můžeme vhodným návrhem dosáhnout žádoucího průběhu přenosové charakteristiky.

Monolitické piezoelektrické filtry představují pak elozitý mnohorezonanční akustický systém s perspektivním uplatněním v kmitočtovém rozsahu 0,3 - 200 MHz, vyjimečně i výše.

Pro tyto aplikace je třeba již v návrhu omezit některé nežádoucí jevy, které mají původ v nelineárních vlastnostech elektroelastického prostředí. Z těchto jevů se zaměříme na vznik intermodulačního signálu v jedné rezonanční oblasti.

V obecném případě se mohou rezonátorem tvaru tenké destičky, umístěné v ortogonálním systému os tak, že tloušťka 2h je vymezena na ose X2, šířít tři druhy objemových vln

Vzhledem k významu věnujeme pozornost křemenným rezonátorům typu AT, ve kterých se budí střížné kmitý s posunutím ve směru délky 2l, spadající do osy X1.

Admítance piezoelektrického rezonátoru

Asymptotická řešení nelineárních diferenciálních rovnic dvojrozměrného rezonátoru pro posunutí a potenciál iteracími postupy vede k rovnicím, reprezentujícím řešení elektricky vybuzených tloušťkově střížných kmitů [2]

$$U_1 = \left[-\frac{e_{26}}{c_{66}} \frac{V}{2h} X_2 + \sum_n A_n \sin \frac{n\pi}{2h} X_2 \right] e^{j\omega t} \quad , \quad / 1 /$$

$$\psi = \left[\frac{V X_2}{2h} + \frac{e_{26}}{\epsilon_{22}} \sum_n A_n \left(\sin \frac{n\pi}{2h} X_2 - (-1)^{\frac{n-1}{2}} \frac{X_2}{n} \right) e^{j\omega t} \right] e^{j\omega t} \quad / 2 /$$

s amplitudou posunutí

$$A_n = \frac{-4(-1)^{\frac{n-1}{2}} e_{26} V}{c_{66} n^2 \pi^2 \left[\left(\frac{\omega_n}{\omega} \right)^2 - 1 \right]} \quad , \quad / 3 /$$

za předpokladu slabého hmotového efektu elektrod

$$R \ll 1, \text{ kde } R = \frac{2\rho^0 h^3}{\rho^0 h} \quad , \quad / 4 /$$

a malého koeficientu elektromechanické vazby

$$k_{26}^2 = \frac{e_{26}^2}{c_{66} \epsilon_{22}} \quad , \quad / 5 /$$

Vlastní kmitočty ω_n tloušťkově střížných kmitů jsou určeny kořený rovnice

$$\text{tg } \gamma_n h = \gamma_n h / (k_{26}^2 + R \gamma_n^2 h^2) \quad , \quad / 6 /$$

a mohou být vyjádřeny ve tvaru

$$\omega_n = \frac{n\pi}{2h} \sqrt{\frac{D}{\rho^0}} \left(1 - \frac{4k_{26}^2}{n^2 \pi^2} - R \right) \quad / 7 /$$

$$D_2 = c_{26} U_{12} - \varepsilon_{22} \psi_2 \quad / 8 /$$

a uvádíme-li z n rezonanci pouze N-tou, můžeme formulovat výraz pro admitanci rezonátoru v blízkosti N-té rovnice jako komplexní veličinu

$$\hat{Y}_N = j\omega S_0 \frac{\varepsilon_{22}}{2h} \left[1 + K_{26}^2 + \frac{8 K_{26}^2}{N^2 \pi^2 (\omega N^2 - 1)} \right] \cdot / 9 /$$

Výraz zřejmě platí pro rezonátor beze ztrát.

Vznik intermodulačního signálu

Přesobí-li na uvažovaný rezonátor současně dva nebo více signálů o úrovních V_1 a kmitočty $\omega_1 = \omega_{N0} \pm \varepsilon_1$, blízkých rezonančním kmitočtu ω_{N0} , vzniká na rezonátoru intermodulační napětí V_n a zátěží R_L protéká intermodulační proud o kmitočtu $\Omega = 2\omega_1 - \omega_2$, který vytvoří úbytek napětí V_L .

Vyjádříme komplexní veličinou intermodulačního napětí ve tvaru

$$\hat{V}_n = \frac{-R^2 A_{1n} A_{23} A_4 + j R A_1 A_4}{1 + R^2 A_{1n} A_{23}^2} \quad / 10 /$$

kde $R = R_g + R_L$ je odpor generátoru a zátěže,

$$A_{1n} = S_0 \frac{\varepsilon_{22}}{2h} \quad / 11 /$$

$$A_{23} = 1 + K_{26}^2 + \frac{8 K_{26}^2}{N^2 \pi^2} \frac{1}{\Delta_n} \quad / 12 /$$

$$A_4 = \frac{18 \gamma^2 K_{26}^2 \varepsilon_{26}^2 V_1 V_2}{(c_{66} h)^4 N^4 \pi^4 \Delta_{nc}} = A'_4 \frac{V_1^2 V_2}{\Delta_{nc}} \quad / 13 /$$

Symbol $\Delta_n = \frac{\omega_{N0}^2}{\Omega^2} - 1$, Δ_{nc} představuje výraz

$$\Delta_{nc} = \left[\frac{\Omega^2}{\omega_{N0}^2} - 1 \right] \left[\frac{\omega_{N0}^2}{\omega_1^2} - 1 \right] \left[\frac{\omega_{N0}^2}{\omega_2^2} - 1 \right] \frac{V_n}{V_n} \quad / 14 /$$

Pro případ $R_g = R_L$ zřejmě platí $V_L = \frac{V_n}{2}$.

Intermodulační proud I_n je tvořen složkou způsobenou intermodulačním napětím V_n na krystalu v obvodu s admitancí Y_n a složkou ovlivněnou řídicími signály o úrovních V_1 a V_2

$$I_n = -j A_{1n} \left[\left(A_2 - \frac{A'_3}{\Delta_n} \right) V_n - \frac{A'_4}{\Delta_n} \frac{V_1 V_2}{\Delta_{nc}} \right] \quad / 15 /$$

$$= - \left(Y_n V_n + A'_4 \frac{V_1 V_2}{\Delta_{nc}} \right) \quad / 15 /$$

kde

$$Y_n = j A_{1n} \left(A_2 + \frac{A'_3}{\Delta_n} \right) \quad / 16 /$$

$$A_2 = 1 + K_{26}^2, \quad A'_3 = \frac{8 K_{26}^2}{N^2 \pi^2} \quad / 17 /$$

Pro známé hodnoty řídicích signálů V_1 , V_2 a materiálové konstanty rezonátoru lze tak určit signál V_n , směřme-li $V_L = R_L Y_n$.

Situace se poněkud zkomplikuje, bude-li rezonátor v N-té harmonické přebuzen. V případě AT řezu dochází k posunu rezonančního kmitočtu především vlivem proudu rezonátoru.

Ve členech Δ_n , Δ_{nc} a Δ_{nc} musí pak být místo ω_{N0} uvažová-

na funkce

$$\omega_{NL}^2 = \left(\omega_{N0} - \frac{K_1 K_3}{\omega_{N0}} \right)^2 \quad / 18 /$$

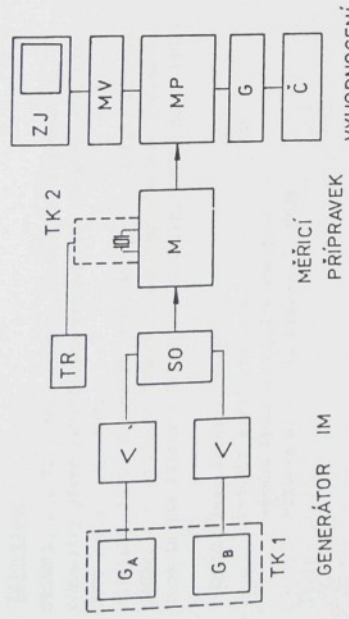
ve které je

$$K_1 = f \frac{128}{c \delta} \frac{1}{e^2} \quad , \quad K_2 = \left(\frac{1}{S} \right)^2 \quad , \quad K_3 = \left(\frac{1}{S} \right)^2 \quad , \quad K_4 = \left(\frac{1}{S} \right)^2$$

a ω_{NL} úhlový kmitočet maximální nelineární odezvy.

Některé experimentální výsledky

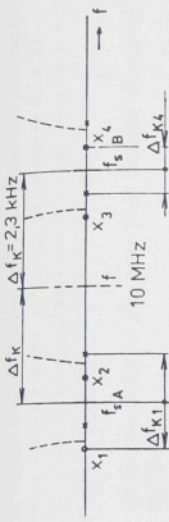
S cílem měřit IM produkty piezoelektrických krystalových jednotek bylo realizováno specializované pracoviště, jehož blokové schéma je na obr. 1.



Obr. 1. Pracoviště pro měření IM produktů PKJ 10 MHz

Pracoviště obsahuje v části generátoru IM kanálové generátory realizované jako XCO 10 MHz s možností rozložení o $\pm 1 \cdot 10^{-3}$ a stabilitou v řádu $10^{-7}/1$ hod. Generátory G_A , G_B jsou uloženy v termostatu TK 1. Kanálové zesilovače dávají signál s možností nastavení amplitudy 0 - 3 V na impedanci 75 Ω a potlačením druhé harmonické -38 dB při +5 dB na výstupu. Zásadní sluchovací obvodu SO se potlačení zlepšil na -85 dB. SO umožňuje zvýšit vložný útlum signálu kanálu A ke generátoru G_B přibližně na 40 dB. Vložný útlum v propustném směru je přibližně 1 dB. Sluchovací obvod je realizován zedvou krystalových pásmových propustí se středními kmitočty $f_{A,B} = f_0 \pm \Delta f_K$.

Pracoviště obsahuje v části generátoru IM kanálové generátory realizované jako XCO 10 MHz s možností rozložení o $\pm 1 \cdot 10^{-3}$ a stabilitou v řádu $10^{-7}/1$ hod. Generátory G_A , G_B jsou uloženy v termostatu TK 1. Kanálové zesilovače dávají signál s možností nastavení amplitudy 0 - 3 V na impedanci 75 Ω a potlačením druhé harmonické -38 dB při +5 dB na výstupu. Zásadní sluchovací obvodu SO se potlačení zlepšil na -85 dB. SO umožňuje zvýšit vložný útlum signálu kanálu A ke generátoru G_B přibližně na 40 dB. Vložný útlum v propustném směru je přibližně 1 dB. Sluchovací obvod je realizován zedvou krystalových pásmových propustí se středními kmitočty $f_{A,B} = f_0 \pm \Delta f_K$.



Obr. 2. Polohy pásů a nul pásmových propustí SO

Měřicí přípravek byl proveden jako trojbran s přenosem mezi bránami 1 - 3. V bráně 2 je zapojen měřený dvojpól - PKJ, nejčastěji v drážku typu H. PKJ je termostatována (teplotní komora TK 2) a teplota řízena termoregulačním zařízením TR tak, aby se ustálila na bodu obratu měřeného rezonátoru. Ve vyhodnocovací části je použito tovární soupravy pro měření úrovně BM 506 se zobrazovací jednotkou BM 504, kterou jsme využili pro zobrazení spektra kmitočtů na výstupu měřicího přípravku. Čítačem kontrolujeme nastavení kanálových generátorů a měříme význačné kmitočty spektra v selektivním provozu.

Na křemenném rezonátoru typu AT, kmitajícím na základní harmonické kmitočtem $f_{N0} = 9,999,493$ MHz, bylo např. změřeno IM napětí V_I o úrovní -54,8 dB a kmitočtu $f = 9,996,581$ MHz při odstupu kmitočtu tónového testu 1 kHz a úrovní řídicích signálů $V_1 = V_2 = 1,3$ V. Napětí V_I se pro $V_1 = V_2 = 0,8$ V snížilo na -78 dB. Úroveň napětí V_I stoupá a odstup proti $V_1, 2$ klesá se zvětšováním se vzdálenosti signálů od rezonančního kmitočtu f_{N0} .

Z měření nelineárních projevů a známých hodnot rezonátorů jsme určili hodnotu funkce A_4 a zvlášť pak nelineární elastický modul $f_g = 13,58 \cdot 10^{11} \text{ Nm}^{-2}$, z něhož pak vypočteme elastický modul $E_{6666} = 76,29 \cdot 10^{11} \text{ Nm}^{-2}$ jako složku tenzoru 8. řádu.

Modifikovanými vztahy jsou popsány intermodulační produkty vznikající na piezoelektrických rezonátorech typu AT v důsledku nelineárních vlastností elektroelastického rezonátoru. Produkty, které mohou nepříznivě ovlivnit činnost telekomunikačních souborů, lze měřit pomocí přístrojů a přípravků, z nichž stěžejní byly realizovány na katedře elektrotechniky. Z výsledků lze určit rovněž nelineární elastické moduly vyšších řádů.

Literatura

- [1] ZELEŇKA, J.: Vliv nelineárních vlastností krystalů na parametry piezoelektrických rezonátorů. Aota Polytechnica ČVUT Praha, 13, 1982.
- [2] TIERSTEN, H.P.: J. Acoust. Soc. Am. 57, 3 (1975), 660-666.
- [3] NOSEK, J.: Nonlinear Behaviour of Piezoelectric Resonators in the Electric Selective Circuits. SSET Praha, 1982.

AUTOR: Ing. Jaroslav Nosek,
katedra elektrotechniky
Vysoká škola strojní a textilní
Háčkova 6, 461 17 Liberec 1, ČSSR

Resumé

V článku jsou popsány intermodulační produkty vznikající na piezoelektrických rezonátorech typu AT. Popisuje se měřitelní komplex pro rezonátory 10 MHz a přivádějí se některé experimentální výsledky.

INTERMODULATION OF THE VERY HIGH QUALITY SELECTIVE ELEMENTS

Summary

The output relations used for expressing the products of the intermodulation of AT-type quartz resonators are described shortly in this paper.

The measuring set for the resonators vibrating on the 10 Mc is described and the examples of the experimental verifications are given in a very short form.

INTERMODULACE VYSOCE JAKOSTNÍCH SELEKTIVNÍCH PRVKŮ

Resumé

V článku jsou stručně popsány výchozí vztahy pro výpočet intermodulačních produktů křemenných rezonátorů typu AT.

Popisno je měřicí pracoviště pro rezonátory 10 MHz a uvedeny příklady výsledků.

NELINEÁRNÍ CHOVÁNÍ REZONANČNÍCH STRUKTUR A NĚKTERÉ JEHO DŮSLEDKY NA VLASTNOSTI ELEK- TRICKÝCH SELEKTIVNÍCH OBVODŮ

Jaroslav Nosek

Úvod

Mimořádný rozvoj elektroniky a úspěšnost průmyslových aplikací je podmíněna teoretickým zvládnutím často obtížné problematiky. Dosažené výsledky však umožňují nejen ošlepné využití hlubších poznatků, ale i objasnění příčin nežádoucích jevů, které mohou v některých případech snížit jakost telekomunikačních systémů.

Piezelektrické rezonátory se uplatňují např. v náročné aplikacích frekvenčně vysocí stabilních oscilátorů nebo v podobě klasických či polytřítkových filtrů s extrémně úzkým přenosovým pásmem a s vysokou stíratostí bodů útlumové charakteristiky. Pro tato použití je třeba již v návrhu omezit nežádoucí jevy, jako jsou závalost rezonančního kmitočtu na velikosti buzení či vznik intermodulačních produktů.

K VYJÁDRĚNÍ NELINEÁRNÍCH VLASTNOSTÍ PIEZOELEKTRICKÉHO REZONÁTORU

Dosud převážně užívané lineární pojetí vycházelo z předpokladu, že souvislosti mezi elastickými a piezelektrickými vlastnostmi lze vyjádřit lineárními stavovými rovnicemi, uvedenými např. v /1/. Teprve uvážení nelineární závislosti mezi elastickými posunutím a elastickým napětím bylo však možné vyvodit hlavní z nežádoucích jevů zmíněných v úvodu.

Pro obecné elektroelastické těleso ve slabém průměrném

poli lze nelineární elektroelastické rovnice odvodit z obecných rotačně invariantních rovnic /3/, a nelineární diferenciální rovnice a okrajové podmínky pak rozšířit o členy, představující malá elastická posunutí a elektrický potenciál. Místo lineární stavové rovnice pak nelineární souvislost mezi výsledným elastickým posunutím a elastickým napětím vyjádříme úplným Piolovým-Kirchhoffovým tenzorem elastického napětí

$$K_{\alpha j} = F_{\alpha j} + M_{\alpha j} \quad (1)$$

$$\text{a} \text{ částí materiálovou} \quad F_{\alpha j} = \rho^0 y_{\mu\beta} \frac{\partial X}{\partial S_{\mu\beta}} \quad (2)$$

a Maxwellovou elektroelastickou

$$M_{ij} = J X_{\alpha i} T_{ij}^{ES} \quad (3)$$

Pohyb hmotného bodu tělesa jsme popsali rovnicí

$Y_i = Y_i(X_{\alpha i}, t)$. Jako $i, j, k = 1, 2, 3$ jsou označovány složky prostorových souřadnic hmotných bodů tělesa, α, β, γ pak složky referenčních souřadnic bodů tělesa. V rovnici (2) představuje výraz ρ^0 měrnou hustotu elektroelastického tělesa, $S_{\mu\beta}$ složky tenzoru elastické deformace, $X = X(S_{\mu\beta}, W_{\alpha})$ skalární funkci definující energii tělesa na jednotku hmoty.

$$W_{\alpha} = Y_{i,\alpha} E_i \quad (4)$$

Je rotačně invariantní elektrická průměrná ve vztahu k intenzitě elektrického pole E_i .

$$\text{V rovnici (3) definujeme} \quad J = \det Y_{i,\alpha} \quad (5)$$

$$T_{ij}^{ES} = \epsilon_0 E_i E_j - \frac{1}{2} \epsilon_0 E_k E_k \delta_{ij} \quad (6)$$

Je symetrický Maxwellův elektroelastický tenzor napětí, δ_{ij} translační operátor, ϵ_0 permitivita vakua. Poznamenejme, že v těchto a dalších vztazích užíváme Einsteinovo summační pravidlo.

Rovnice (1) spolu s výrazem pro vektor elektrické indukce s polarizačním členem

$$\Omega_{\alpha} = \epsilon_0 \mathcal{E}_{\alpha} + \rho_{\alpha}^2 \quad (7)$$

$$\text{kde} \quad \mathcal{E}_{\alpha} = J X_{\alpha i} E_i \quad (8)$$

$\epsilon_{\alpha\beta} = -\epsilon'' - \frac{\partial W_{\alpha}}{\partial W_{\beta}}$ (9)
 tvoří základní systém popisující stav čistě elektroelastického
 ho tělesa.

Pohybové rovnice elektroelastického tělesa, vyjadřující
 elastické napětí spolu se zákonem indukčního toku přepíse-
 me pak do tvaru

$$K_{\alpha\beta\gamma} = \delta_{\alpha\beta} \varphi' \ddot{U}_{\gamma} \quad (10)$$

$$Q_{\alpha\beta} = 0, \quad (11)$$

$$\ddot{U}_{\beta} = \frac{\partial^2 U_{\beta}}{\partial t^2} \quad (12)$$

kde

Posouzením rozvoje funkce χ získáme představu o vlivu
 nelineárních členů vyšších řádů:

$$\begin{aligned} \varphi' \chi &= \frac{1}{2} c_{mnpq} S_{mn} S_{pq} - e_{mnp} W_m S_{np} - \frac{1}{2} x_{mn} W_m W_n \\ &+ \frac{1}{6} c_{mnpqrs} S_{mn} S_{pq} S_{rs} + \frac{1}{2} d_{mnpqr} W_m S_{np} S_{qr} \\ &- \frac{1}{6} b_{mnpq} W_m W_n S_{pq} - \frac{1}{6} x_{3mnp} W_m W_n W_p \\ &+ \frac{1}{24} c_{mnpqrsuv} S_{mn} S_{pq} S_{rs} S_{uv} \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} &+ \frac{1}{6} d_{mnpqrsuv} W_m S_{np} S_{qr} S_{rs} S_{uv} \\ &+ \frac{1}{6} q_{mnpqr} W_m W_n S_{pq} S_{rs} \\ &- \frac{1}{6} d_{mnpqr} W_m W_n W_p S_{qr} - \frac{1}{24} x_{4mnpq} W_m W_n W_p W_q \end{aligned}$$

V rozvoji (12) představují c_{mnpq} , e_{mnpqr} ,
 $d_{mnpqrsuv}$ elastické moduly druhého, třetího a čtvrtého
 elektroelastického modulu.

x_{mnpq} , x_{3mnpq} , x_{4mnpq} koeficienty elastické permeability
 2., 3. a 4. řádu. d_{mnpqr} , d_{mnpqrs} , $d_{mnpqrsuv}$ koeficienty
 elastického elektroelastického koeficientu, q_{mnpqr} koeficient
 elastického koeficientu, b_{mnpq} elektroelastický koeficient.

3 využít vztahu pro deformaci

$$S_{mn} = \frac{1}{2} (u_{mn} + u_{nm}) \quad (13)$$

vyjadřujeme elastickou energii v rozvoji (12) jako funkci elas-
 tického posunutí na místo deformace S_{mn} . Elastické moduly
 vyšších řádů (3., 4. a další), dále elektroelastické a piezo-
 elektrické koeficienty spolu s koeficienty elektrické permea-
 bility pak považujeme za prostředek pro vyjádření nelineár-
 ních elektroelastických vlastností tělesa. Přitom lze mít
 u tělesa se slabou elektromechanickou vazbou účinek elastic-
 kých modulů vyšších řádů za dominantní.

Uvedené pohybové nelineární elektroelastické rovnice po
 uvážení konkrétních typů kmitů a tvaru rezonátoru se staly
 východiskem pro posouzení uvažovaného vlivu velikosti budící-
 ho proudu na rezonanční kmitočet piezoelektrických rezonátorů
 a vzniku intermodulačních produktů. V dalším pro posouzení
 velikosti sledovaných vlivů stručně uvedeme některé výsledky
 měření.

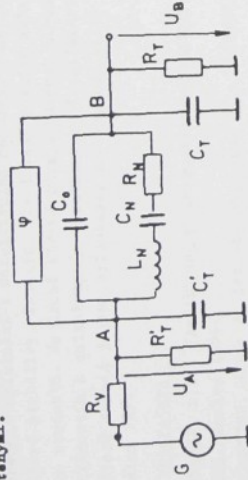
Některé experimentální výsledky

Z nejdůležitějších jevů nelinearit si významně závi-
 slosti rezonančního kmitočtu piezoelektrického rezonátoru na
 proudu protékajícího rezonátorem a intermodulačních produktů
 křemenných rezonátorů typu AT.

Rezonátory tvaru částečně pokovené destičky typu AT, kmi-
 tající na základní harmonické tloušťkové střiznými kmity s
 jmenovitými kmitočty 1,3 MHz a 4,1 MHz, jsme proměřovali
 v pasivním čtyřpólu tvaru π podle obr. 1 s cílem ověřit
 vhodnost měřicího systému především z hlediska kmitočtové
 stability výsledné úrovně a čítače. Konstrukce vlastního mě-
 řicího čtyřpólu umožnila definovat podmičky měření pro kmitoč-
 tové rozsahy souboru vzorků, mj. i udržování měřeného vzorku
 v prostředí s teplotou $T = 28^\circ\text{C}$ odpovídající bodu obratu
 tepelné závislosti rezonančního kmitočtu uvedených typů
 a materiálu rezonátorů. K tomu slouží svou speciální konstruk-
 cí komora termostatu s proporcionalní tyristorovou regulací.
 Rezonátory byly uchyceny v držáku H a elektrická vodivost
 spoje s elektrodami zajištěna vypalovacími vodičy tmelem
 DEGUSSA - 2. Rezananční kmitočet je indikován údejem nulové
 fáze mezi body A, B a článku.

Porovnávány byly rovněž výsledky měření uskutečněných
 na plankonverzních AT rezonátorech kmitajících na páte harmo-
 nické a určených pro kmitočty 2,5 a 5 MHz /5/ s hodnotami

vypočtenými.



Obr. 1. Elektrické náhradní schéma rezonátoru kmitajícího na N-té harmonické v měřícím článku tvaru Π

Výsledky shrnují tabulky 1 a 2.

Tab. 1. Kmitočtové změny v závislosti na proudu rezonátoru 2,5 MHz o průměru 3 cm, poloměru saktivní 10 cm, průměru elektrody 1 cm, tloušťky v místě vzhledu 0,3381 cm; pátá harmonická

$I_k / \mu A$	100	400	800	1200	Poznámka:
$\Delta f_5^+ \cdot 10^{-9}$	2,5	27,5	110	250	změřeno
f_5	1,74	27,8	111	250	D=0,174 spět.vý-počet
	1,44	23	92,1	207	D ₀ =0,144 výpoč.

Tab. 2. Kmitočtové změny v závislosti na proudu rezonátoru 5 MHz, o průměru 1,70 cm, poloměru saktivní 10 cm, průměru elektrody 0,5 cm, tloušťky v místě vzhledu 0,1696 cm; pátá harmonická

$I_k / \mu A$	200	400	800	1200	Poznámka:
$\Delta f_5^+ \cdot 10^{-9}$	20	80	350	820	změřeno
f_5	23,3	93,4	373,7	840	D=0,584 spět.vý-počet
	22,9	91,8	367,3	826	D ₀ =0,574 výpoč.

V druhém řádku poměrů kmitočtových změn jsou v obou tabulkách uvedeny výsledky pro uváděné hodnoty konstanty piezoelektrické závislosti D, ověřující přesnost stanovení D z grafické závislosti.

Ve třetím řádku poměrů kmitočtových změn jsou potom za předpokladu slabé piezoelektrické vazby tělesa s izotropním nelineárním chováním v elastické oblasti a anizotropním lineárním piezoelektrickým chováním, jednorozměrná závislosti elektrických proměnných a zanedbání nedůležitých materiálových konstant, zplacbnutých vazbu se složkami mechanického posunutí δ . Řádku uvedeny teoretické poměrné kmitočtové změny. Dobrého souladu mezi teoretickými a naměřenými hodnotami bylo dosaženo za předpokladu velikosti plochy elektrod redukované na 64 % původní plochy.

Pro rezonátor s kmitočtem 2,5 MHz byla nově vypočtena admittance $Y_5 = j 9,925 \cdot 10^{-3}$ S, napětí na rezonátoru $U_{KN} = 0,130$ V při proudu $I_{KN} = 1,2 \cdot 10^{-3}$ A. Při známé hodnotě $\frac{\Delta f_5}{f_5} = 207,10^{-9}$ spočítáme nelineární koeficient $f_5 = 13,594 \cdot 10^{-11}$ Nm⁻² a poté již snadno nelineární elastický modul 4. řádku $C_5^E 6666 = 76,28 \cdot 10^{11}$ Nm⁻² jako složku tenzoru 8. řádku C_5^E můžeme pro známou orientaci našeho křemenného rezonátoru. Obě hodnoty jsou ve velmi dobrém souladu s [2].

Budeme-li hodnotu $C_5^E 6666$ v [2] považovat za referenční, lze vyvodit: má-li se hodnota elastického modulu $C_5^E 6666$ lišit o méně než $\pm 10\%$, je zapotřebí provést v daném případě měření kmitočtu v řádku 10⁻⁹ rovněž s přesností lepší než $\pm 10\%$.

Pro případ křemenného AT rezonátoru tvaru tenké štěpěně pokovené desičky s poměrem délky ku šířce 1,683 kmitační na základní harmonické 4,135 MHz byly vypočteny intermodulační produkty. Z výsledků vyplývá, že dva signály s kmitočty vzdálenými od rezonančního kmitočtu o $\omega = \pm 2\pi \cdot 500$ s⁻¹ mohou na zážné impedanci $R_1 = 150 \Omega$ vytvořit intermodulační napětí o kmitočtu $\Omega = 2 \cdot \omega_1 - \omega_2$ s úrovní o 85,0 dB nižší, než je úroveň signálů ($V_1 = V_2 = 1$ V).

Zvýšíme-li úroveň signálů na hodnotu $V_1 = V_2 = 3$ V, sníží se odstup intermodulačního produktu na -56,4 dB.

Závěr

Nelineární vlastnosti čistě elektroelastického tělesa. Jejich popis a experimentální ověření některých důsledků na

konkrétních piezoelektrických rezonátorech umožňují předev-
ším posoudit uplatnění v selektivních obvodech z hlediska
kmitočtové stability, šumových vlastností a vlivu intermodu-
lačních produktů. Na druhé straně dávají možnost hledat
s přihlédnutím k anizotropním vlastnostem piezoelektrických
rezonátorů také jejich orientace, kde uvedené vlivy jsou
minimální /6/.

Literature

- /1/ SMAGIN, A.G.: Precizionnyje kvercevyje rezonatory. Iz.
OKS. Moskva 1964.
- /2/ TIERSTEN, H.F.: J. Acoust. Soc. Am., 51, 3, (1975), 667 -
681.
- /3/ TIERSTEN, H.F.: J. Acoust. Soc. Am., 51, 3 (1975), 660 -
666.
- /4/ ZELENKA, J.: Rozpravy ČSAV, Řada matem. a přír. věd.,
80, 1, (1970).
- /5/ NOSEK, J.: Závislost rezonančního kmitočtu piezoelek-
trických rezonátorů na velikosti budícího proudu.
IV. Mezinárodní konference o elektronických obvodech -
ICEC, 1979.
- /6/ Bar Nasse, S.P.: Proc. 30th ASFC, 1976, s. 8 - 11.

AUTOR: Ing. Jaroslav Nosek,
katedra elektrotechniky
Vysoká škola strojní a textilní
Hájkova 6, 461 17 Liberec 1, ČSSR

НЕЛИНЕЙНЫЕ СВОЙСТВА РЕЗОНАНСНЫХ СТРУКТУР И ОПРЕДЕЛЕНИЕ
ИХ ВЛИЯНИЯ НА КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕЛЕКТИВНЫХ ЦЕПЕЙ

Резюме

В статье кратко описаны исходные отношения употребления
для определения нелинейных элктроэластических свойств пьезо-
электрических резонаторов.

В сокращенной форме приводятся экспериментальные испыты-
ния кварцевых резонаторов среза АТ, предназначенных для частот
1,3, 4,135, 2,5, 5 МГц.

NONLINEAR BEHAVIOUR OF RESONANT STRUCTURES AND SOME CONSEQUENCES ON THE QUALITY OF ELECTRIC SELECTIVE CIRCUITS

Summary

The output relations used for expressing the nonlinear
quality of piezoelectric resonators are described shortly in
this paper.

The experimental verifications for the АТ - cut resona-
tors vibrating on the 1,3, 4,135, 2,5 and 5 Mc are given in
a very short form.

NELINEÁRNÍ CHOVÁNÍ REZONANČNÍCH STRUKTUR A NĚKTERÉ JEHO DŮSLEDKY NA VLASTNOSTI ELEKTRICKÝCH SELEKTIVNÍCH OBVODŮ

Resumé

V článku jsou stručně popsaný výchozí vztahy užíváné
při vyjádření nelineárních elektroelastických vlastností
piezoelektrických rezonátorů. Ve velmi zkrácené formě jsou
uvedena experimentální ověření na křemenných АТ резонátorech,
určených pro kmitočty 1,3, 4,135, 2,5 a 5 МГц.

DER EINSATZ DER ELEKTRONIK UND MIKROELEKTRONIK IN DER TEXTILINDUSTRIE

Nosek, J., Werner, K., Zelenka, J.

(Seminar VŠST Liberec - TU Karl-Marx-Stadt, 1984)

Einleitung

Auch wie in anderen Bereichen der Industrie, kommt es besonders in der letzten Zeit zu intensiven Anwendung der Elektronik und Mikroelektronik auch in der Textilindustrie. Es werden dabei Ziele gestellt, wie zum Beispiel Funktionspräzisierung der Textilmaschinen, Erhöhung der Maschinenparameters, Verkleinerung der Anzahl mechanischer Teile und ihre Vereinfachung, Einsparung von Energie aller Art und nicht zuletzt auch eine operative Datenerfassung der Qualität des Sortiments und der hergestellten Menge der Textilprodukte. Im folgenden Beitrag möchten wir die Aufmerksamkeit auf die Grundrichtungen der Elektronik - Mikroelektronik und - Mikroprozessorapplikationen bei der Textilmaschinenkonstruktion und auch breiter bei der Textilwarenherstellung überhaupt, richten. In Hinsicht darauf, dass sich mit den Applikationen der Mikroelektronik beim Webstühlen Ing. V. Sedlický, CSc in einem selbständigen Beitrag befassen wird, lassen wir diese Maschinen aus unseren Überlegungen aus. Wir werden allmählich die Aufmerksamkeit den gesamtweltlichen Tendenzen, weiter einigen Erfahrungen die auf diesem Gebiete in der ČSFR zur Geltung gebracht wurden, widmen und schliesslich werden wir kurz über die Arbeiten, die in dieser Richtung an der VŠST beim Einsatz der Mikroelektronik in der Textilindustrie unternommen wurden, informieren.

Die Richtungsstellung für den Einsatz der Elektronik, Mikroelektronik und Mikroprozessortechnik im Weltmassstabe

Wie aus Firmenliteratur, Veröffentlichungen in verschiedenen Fachzeitschriften hervorgeht und auch nach der Konstruktion auf vorderen Weltausstellungen vorgeführten Maschinen, kann man feststellen, dass sich Elektronik, Mikroelektronik und Mikroprozessortechnik heutzutage vorwiegend in folgenden Richtungen der Textilindustrie durchsetzt:

1. Bei der Steuerung von technologischen Prozessen, wo besonders bei Strickmaschinen der Einsatz von Elektronik und Mikroelektronik eine Vereinfachung der mechanischen Teile bei Erhöhung ihrer technischen Parameter bietet.
2. Bei der Kontrolle des Technologieablaufes wie zum Beispiel der Garngleichmässigkeit beim Spinnen oder Spulen, bei der Temperaturkontrolle an Fixiermaschinen und ähnlich.
3. Bei der Darstellung von Technologieergebnissen und -verläufen.
4. Bei Erfassung von ökonomischen Daten und Betriebsdaten.
5. Bei der Indikation von momentaner Maschinenbetriebsparameter.

Die Elektronik wird heutzutage praktisch im ganzen Querschnitt der Textilproduktion genutzt, beginnend vom Spinnen bis zu den Konfektionsmaschinen. Immerhin die grösste Verbreitung und auch der grösste Beitrag ist im Bereich der Strickmaschinen sichtbar. Bei diesen Maschinen wird die Elektronik und Mikroelektronik vor allem bei der Musterung und Mustervorbereitung genutzt. Immerhin werden auch Einrichtungen angeboten, welche durchgehend den eventuellen Nadelbruch kontrollieren und die Maschine stoppen und den Fehlerort anzeigen. Integrierte elektronische Kreise in Verbindung mit Kolbenpumpen werden bei der Steuerung der Funktionsteileschmierung angewendet. Betrachtlich sind auch die elektronischen Systeme für Datenerfassung an Strickmaschinen erarbeitet. Man kann beim Strickmaschinen auf drei Grundtendenzen hinweisen:

- a/ Wesentliche Erhöhung der Arbeitsgeschwindigkeit der Zweizylindermaschinen und eine bedeutsame Vereinfachung der Mechanik durch breite Anwendung mikroelektronischer Steuerung und Anwendung elektromechanischer Wandler.

- b/ Erhöhung des Elektronikanteils bei Einzylindermaschinen für Steuerungsaufgaben wie Programmierung, Musterung und Mustervorbereitung.
- c/ Schnelllaufende Einzylindermaschinen für Herstellung von Strumpfwaren mit einer Betriebsgeschwindigkeit 800 bis 1 000 Umdrehungen pro Minute erzielen mit elektronischen Elementen eine totale Eliminierung einiger mechanischer Teile.

Zur Zeit setzen sich elektronische Elemente und Kreise auch bedeutend bei den Veredelungsmaschinen durch. Als Ziele werden Forderungen an die optimale Energiewirtschaft dieser Maschinen gestellt, und auf Grund der Betriebsparameter eine Möglichkeit der Betriebssteuerung zuhaben. Neben den bekannten Prinzip der kontaktlosen Temperaturmessung für die Temperaturkontrolle des verdelten Gewebes, kann man elektronische Elemente zur Geschwindigkeitskontrolle der Spannkette, des Transportzylinders benutzen, weiter für die Indikation der Gewebebreite oder der Schussfadenverschiebung, und auch für die Einstellung des betriebsbedingten Vorlaufes der Veredelungsmaschinen.

Bei Konfektionsmaschinen, vor allem bei Nähmaschinen wird neben der Indikation von Teilrändern und der automatischen Druckfussgestellhebung die Elektronik und Mikroelektronik für die Steuerung der Heftgrösse und Heftform genutzt, wobei zumeist der Nadelstabausschlag und der Teilverschub gesteuert wird. Für diese Funktionen sind heutzutage die Maschinen mit elektronischen Einheiten ausgerüstet, die zumeist fest programmiert in einer grossen Anzahl von Nähvarianten sind und weiter mit entsprechenden elektromechanischen Wandlern für die gesteuerten mechanischen Maschinenteile ausgerüstet sind.

Grosse Möglichkeiten des Elektronikeinsatzes bieten heute noch die Färbemaschinen, wo ein programmgesteuerter Ablauf des Färbeprozesses und die stetige Kontrolle des Prozesses, einige Materialeinsparungen und in nicht vernachlässigbarem Masse eine Energieeinsparung bringen könnte.

Im nicht grossen Umfang wird die Elektronik beim Spinnen genutzt. Breiterer Elektronikeinsatz ist offenbar an die Entwicklung und Erarbeitung geeigneter Kontroll- und Indikations-einrichtungen für die relativ anspruchsvollen Steuerfunktionen gebunden.

Einige Durchsetzungsbeispiele der Elektronik bei der Textil- maschinenkonstruktion in der ČSFR

Ein bedeutsamer Erfolg auf der Ausstellung ITMA 83 verzeichnete der Strumpfstrickautomat EDIS, von ELITEX, Konzernbetrieb Třebič. An der Maschine wird die komplexe Mikrorechnersteuerung eingesetzt. Die Anwendung der Elektronik hat die Vereinfachung des mechanischen Maschinenteiles erlaubt, es wurden Teile wie die Nachschubeinrichtung, Steuertrommel, Ketten, Hebel, Bowdenführung und Trommeln ausgelassen. Die Maschine erstattet, auf Grund der Mikrorechnersteuerung eine einfache Sortiment-änderung und eine Vielfalt der Musterkombinationen für die einzelnen Halbfabrikate /Sitz, Wade, Saum/ durch die Programmänderung an einer Tastatur. Durch eine Änderung der eingegebenen Daten ist es möglich die Art, Grösse und andere Eigenschaften der Ware kontrollieren und ändern. Bei einer fehlerhaften Funktion beliebiger Teile oder der Steuerelektronik, wird die Maschine stillgelegt und an einem Display wird die Stelle und Art der Störung angezeigt. Gleichzeitig vor jedem Anfang des Maschinenbetriebs, führt das System eine Selbstkontrolle aller Kreise durch, und bei einem Fehler blockiert das System die Maschine.

Im Bereich der Veredelungsmaschinen, wird bei uns eine Spann-Trocken- und Fixiermaschine des Types 4580.3 in ELITEX Chrastava hergestellt. Es handelt sich um eine flachartige Maschine mit horizontal angeordneter Kette, mit Düsentrockensystem in Baukastenkonstruktion, mit einer Kette mit kombinierten Klappen- und Nadergliedern, mit Dampfheizung oder elektrischer Heizung, eventuell mit indirekter Ölheizung. Die elektronischen Kreise werden vorwiegend wie folgt genutzt:

- a/ Zur Steuerung und Anzeige der Maschinengeschwindigkeit in der Abhängigkeit von Parametern die die Ökonomie des Betriebes und die Qualität der Ware beeinflussen.
- b/ Zur Anzeige und automatischer Breiteeinstellung der verarbeiteten Ware.
- c/ Zur Steuerung und Anzeige des Vorlaufes in Abhängigkeit von Vorgegebenen Technologieablaufes oder Eigenschaften der Ware.
- d/ Zur Steuerung und Anzeige der Temperatur in der Fixierzone.
- e/ Zur Steuerung und Anzeige der Luftfeuchtigkeit der abgesangten Luft für die Gewährleistung eines wirtschaftlichen Betriebes.
- f/ Zur Steuerung der Einleiteinrichtung für die Gewährleistung einer guten Einleitung der Ware auf die Nadeln oder Klappen der Transportkette.

Auch wenn bei dieser Maschineversion einzelne Steuerungskreise unabhängig arbeiten wird für die Zukunft mit einer zentralen Steuerung gerechnet. Die Wertgeber für die Steuerungsprozesse werden ihre Ausgangssignale in der digitalen Form im BCD Kod erzeugen und diese Daten werden direkt an den Databus angeschlossen.

Für die digitale Anzeige der Maschinenbreite wird ein Selsyn /Bild 1/ mit mechanischer Kopplung an eine Stellschraube. Der Selsyn arbeitet als elektrischer Zerleger und gibt ein Signal, der mit dem zweiten in der Phase vergleichen ist. In einem Phasedetektor /Bild 2/ werden sie zur einem breitemodulierten Impuls verarbeitet, dessen Breite mit einem digitalen Zähler gemessen wird. Die mechanische Übersetzung, die Ganghöhe der Stellschraube, und Frequenz des Oszillators ist so gewählt dass die Anzeigeeinheit einem Millimeter entspricht.

Für die ökonomische Funktion der Veredelungsmaschinen ist es wichtig genau die Temperatur messen und kontrollieren. Für diesen Zweck wurde durch Doz. Hes ein kontaktloses Thermometer BMT-20 entwickelt, welches auf dem Prinzip eines Pyrometers arbeitet. Es ist für Temperaturmessungen von 50 bis 250° C bestimmt mit einer Genauigkeit $\pm 1^{\circ}$ C. Das Thermometer eignet sich für Messungen in schweren klimatischen Bedingungen in Umgebung mit Wasser- und Öldämpfen. Der Eigangsteil ist selbstübernd. Die gemessene Temperatur ist in digitaler Form in BCD Kod vorhanden. Das Thermometer wird im Konzernbetrieb ELITEX Chrastava hergestellt und kann auch für andere Zwecke angewendet werden. Ausführliche Information kann hier anwesender Autor Doz. Ing. L. Hes, CSc geben.

Der Anteil der Arbeitsplätze der TU Liberec an den Elektronik-einsatz in der Textilindustrie und bei der Textilmaschinen-konstruktion

Die einzelnen Arbeitsplätze unserer Hochschule sind bestrebt den Einsatz der Elektronik in die Textilherstellung und bei der Konstruktion von Textilmaschinen in maximalen Mase behilflich zu ein und in durchsetzen. Auch wenn die komplexe Lösung elektromechanischer Einheiten nicht in der Kapazitätmöglichkeiten unserer Arbeitsplätze ist, sind wir bestrebt in Rahmen der Diplomarbeiten, Fach- und Wissenschaftlichen-Arbeiten der Studenten und in Rahmen eigener Forschungsarbeiten und Tätigkeiten die möglichen Wege für die Lösung einiger Knotenprobleme zu suchen.

In dieser Richtung wurde an unserem Lehrstuhl für Elektrotechnik folgender Mikrorechnereinsatz vorgeschlagen:

- a/ Für die Steuerung von Schrittmotoren geeignet für den Einsatz bei Web- und Bekleidungsmaschinen.
- b/ Für die Steuerung eines Laufkranes für die Bedienung in der Zwirnerei.

c/ Für die Steuerung und Registrierung mehr facher Datenerfassung einschliesslich der analog-digitaler Umwandlung.

d/ Für die Steuerung einer Schaffmaschine.

Sämtlich wurden auch die folgenden elektronischen Leistungsteile und die elektromechanischen Ausgangswandler bearbeitet.

Unsere Bemühungen sind nicht nur in der angegebenen Richtung, sondern wir wollen auch unsere Studenten zum Mikroelektronikeinsatz überall dort führen wo es ökonomische Einsparungen bringt, wo es um Erhöhung technischer Parameter geht oder es schwere, gefährliche und der Gesundheit drohende Arbeit gibt. Zur Erreichung dieses Zieles wurde seit Studienjahr 1984/85 für alle unsere Studenten in die Lehre der Gegenstand "Mikroelektronik" eingeführt. Der neue Gegenstand stellt sich als Ziel die Kenntnisse der Studenten in Applikationen der Elektronik und Mikroelektronik zu vertiefen. Mit dem Unterricht haben wir noch keine Erfahrungen. Wir werden auch ihnen dankbar für jeden Rat, in welchem Richtungen die Vertiefung der Kenntnisse der Studenten für die Praxis am wirksamsten sein kann.

PŘÍSPĚVEK K IDENTIFIKACI
NELINEÁRNÍ STRUKTURY SOLÁRNÍHO ČLÁNKU
TYPU $\text{SnO}_2 - \text{Si}(\text{N}^+) - \text{Si}(\text{P})$

Jaroslav Nosek
Ratiba Outemzabet

Úvod

Některá pracoviště se intenzivně zabývají vývojem velkoplošných fotoelektrických článků sloužících jako zdroje elektrické energie v telekomunikačních zařízeních umístěných v kosmu nebo na zemi v oblastech odlehklých, s bohatým slunečním svitem. Cílem všech těchto výzkumů je dosažení optimální účinnosti konverze vzhledem k daným technologickým možnostem výroby. Příspěvek si všímá některých výsledků dosažených na universitě v Alžiru v rámci spolupráce a přípravy aspirantů.

Fotoelektrický článek představuje určitou fyzikální realitu. Uplatňuje se v něm celá řada fyzikálních dějů, z nichž je žádoucí vybrat dle podstatného charakteru, vytvořit elektrický obvodový model a příslušnou matematickou reprezentaci obecně nelineárního obvodu. V souvislosti se zanedbáním méně důležitých dějů a některými aproxiacemi při matematické charakterizaci mluvíme o idealizaci vyšetřovaného obvodu.

V článku pojednáváme o stanovení a experimentálním ověření jednoho z několika parametrů, které ovlivňují elektrické vlastnosti fotoelektrického článku.

Excitace fotoelektrického článku

Fotoelektrický článek lze definovat jako nelineární elektrický dvojpól s I-V charakteristikami, které se mění v zá-

s vnitřním elektrostatickým polem, které má charakter podobný tomu, který se vyskytuje v polovodičové struktuře na styku oblastí s lokalizací elektronů v blízkosti vodivostního pásu s energií E_c a koncentrací děr v blízkosti valenčního pásu energie E_v . Takové pole může existovat rovněž na styku polovodiče s kovem. Důležitou rolí při vzniku tohoto pole je vliv na styku polovodiče s kovem. Důležitou rolí při vzniku tohoto pole je vliv na styku polovodiče s kovem. Důležitou rolí při vzniku tohoto pole je vliv na styku polovodiče s kovem.

blahodělní v zóně N prvého typu spolu s akceptorovými hladinami oblastí P jsou předpokladem pro existenci majoritních, ale i minoritních nosičů elektrického proudu. Při osazení se uvolňují elektrony z krystalové mříže a vznikají volné páry elektron - díra. Minoritní nosiče proudu v oblasti báze se difúzí dostávají do oblasti přechodu a jsou polem, které tam působí, strhávány do polovodiče s vodivostí typu P. Přírůstek nosičů se projevuje jako přírůstek proudu ve vnější obvodu fotodiody. Pohlcení záření vytváří vlivem fotoosvětlování jevu elektrické napětí.

Elektrické parametry a účinnost přeměny energie záření na energii elektrickou jsou přímo spojeny s počtem nábojů strhávaných na přechodu, na době života jejich nosičů τ nebo jejich difúzní délce L. Oba parametry jsou spolu s pohyblivostí (mobilitou) nosičů proto považovány za stěžejní při studiu vlastností konkrétní struktury.

Doba života minoritních nosičů představuje časovou konstantu v rekombinačním mechanismu, která souvisí s rychlostí, s jakou se polovodič dostává do stavu excitace, či z tohoto stavu opět do stavu termodynamické rovnováhy.

Stav excitace či nerovnováhy lze dosáhnout v případě křemíku optickou excitací fotony s energií $h\nu = E_c - E_v$, tzn. fotony vlnové délky kratší než $1,1 \mu m$. Proces páru elektrón - díra je vyvolán pohlcením energie fotonů elektrony valenčního pásu; tyto elektrony přecházejí poté do pásu vodivostního.

Stanovení doby života τ podle $1/\tau$ umožňuje určit difúzní délku L. Difúzní délka je přímo definována jako vzdálenost, na které je hustota nosičů n hustoty nosičů injektovaných. S využitím Einsteinovy difúzní rovnice

$$\frac{D_n}{L_n} = \frac{kB}{q_e} \quad (1)$$

rezonátoru. Pro stavový rovnici rezonančního slovní nelineární reálnou amplitudu pro různé experimentální itory v amplitudním pádění, lze

$$I = I_{sat} (e^{U_b/kT} - 1) - I_k \quad (3)$$

kde $U_b = \frac{q}{kT} m$ je teplotní napětí, θ - teplota $1/K$, k - Boltzmannova konstanta, m - emisní konstanta, q_e - náboj elektronu, U_b - difúzní napětí.

$$I_{sat} = \frac{q_e D_n n_i}{L_n P_p} \left[\frac{\sinh \frac{H}{L_n} + (S_b \frac{L_n}{D_n}) \cosh \frac{H}{L_n}}{\cosh \frac{H}{L_n} + (S_b \frac{L_n}{D_n}) \sinh \frac{H}{L_n}} \right] \quad (4)$$

Ve vztahu (4) jsme přitom oznčili n_i intrinzičskou koncentrací nosičů záporných nábojů při dané teplotě, H tloušťku základní desičky $Si(P)$, P hustotu nosičů v polovodiči P, S_b rychlost rekombinace na zadní ploše fotočlánku.

Jak je ukázáno v $1/3$, závisí doba života τ_n zvláště na teplotě θ a úrovni excitace.

Definujeme-li úroveň excitace h jako podíl hustoty přídavných minoritních nosičů n s nosičů majoritních, lze pro přechod N^+P a nízké úrovně excitace aproximovat vztahem

$$h = \frac{n_i}{p_0} e^{-k\theta} \quad (5)$$

a určit tak hodnotu h z experimentu optické excitace. V souladu s $1/4$ budeme v dalším předpokládat dominantní vliv vlastností přechodu $Si(N^+) - Si(P)$ uváděné struktury.

Stanovení doby τ_n jsme prováděli naznačenou metodou. Ze závislosti napětí obvodu naprázdno V_{co} na čase byla stanovena doba života minoritních nosičů τ_n .

Charakteristika $V_{co}(t)$ se vyznačuje teoreticky třemi oblastmi. Právě z nich odpovídá režimů silné excitace, $V_{co} > 0,55V$, kdy hustota minoritních nosičů je větší než hustota majoritních.

Tab. 2

průh oblast odpovídá stavu, kdy hustota minoritních nosičů je nižší než hustota nosičů majoritních, jde o případ slabé excitace, kdy $V_{co} < 0,55V$; zde doba života minoritních nosičů je dána vztahem

$$\tau_n = \frac{k\theta}{q_e} \left(\frac{dV_{co}}{dt} \right)^{-1} \quad (7)$$

Třetí oblast odpovídá velmi slabé excitaci, při které hustota infekovaných minoritních nosičů je menší než hustota minoritních nosičů v bází. V této oblasti je patrně závislost $V_{co}(t)$ exponenciální. Oblast ovlivňuje objemové rekombinační efekty.

Metoda optické excitace umožňuje studovat vlastnosti struktury v různých režimech vzbuzení, nejen při konstantní teplotě, ale zvláště při vzbuzení v širokém teplotním rozsahu. Užíváme pulsní zdroj světla se spektrem blízkým spektru denního světla.

Při vlastním experimentu využíváme stroboskop s výbojkou vhodného spektra, izotermickou komoru s vývody pro měření tlaku a termočlánek, oddělovací obvod s velkou vnitřní impedancí a osciloskop. Je zřejmé, že přesnost měření napětí napředeno V_{co} závisí rovněž na velikosti paralelního rezistoru v elektrickém náhradním obvodu; vliv má rovněž typ rekombinace.

Struktura $SnO_2 - Si(Ni+) - Si(P)$ byla realizována v laboratorii při různých podmínek přípravy. Dodáván byl pouze základní substrát ve formě destičky o průměru 75 mm, tloušťky 300 μm , orientace (111), dotované borem, s vodivostí typu p rezistivitou mezi 3-6 Ωcm .

Tenká vrstva $Si(Ni+)$ byla laboratorně získávána difusí metodou při využití kyselin fosforečné, jako dotučného média. Aktivace difuze atomů fosforu po rozsáhlejší technologické přípravě byla prováděna při teplotě 1000°C; zkoumán byl přitom vliv působení této teploty.

Následky mytí a napaření vrstvičky SnO_2 na přechod Ni^+/P v agronové atmosféře při teplotě 440°C. Tenká vrstva SnO_2 je vodivá, transparentní a připíná ke zlepšení účinnosti článků, že snižuje jeho odrazivost. Kontakt na zadní částí člán-

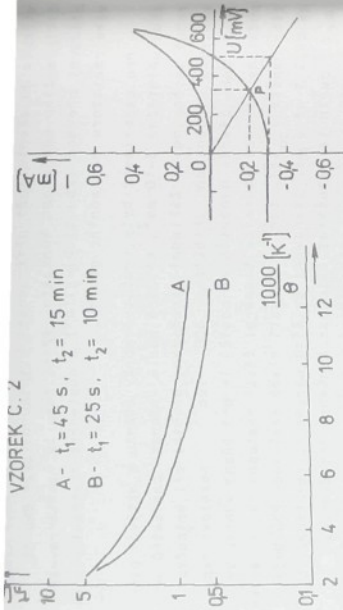
žili lepšího ohmického kontaktu. Přijímáme, že vzniká rovněž přídatný přechod typu $Si(P)-Si(P^+)$ s důsledkem zmenšení sérievého rezistoru náhradního obvodu.

Pro experiment byly využity vzorky článků s aktivní plochou přibližně 6-10 mm^2 , tříděné podle volených parametrů výrobní technologie. Základní experiment probíhá při kmitočtu zblžského stroboskopu přibližně 300. sec^{-1} a pokojové teplotě. Doba života minoritních nosičů je pro různé vzorky vypočítána pomocí směrnice lineární části sestupné charakteristiky napětí $V_{co}(t)$, tzn. v oblasti slabé excitace. Pohybuje se mezi 3 až 6 μs . Stanovení dalších parametrů struktury (μ, θ) umožňuje vypočítat účinnost konverze fotočlánku.

Zvláštní experimentální úsili vyžadovalo ověření závislosti doby života na teplotě prostředí, ve kterém je fotočlánek. Autorem byla navržena teplotní komora umožňující homogenní rozložení teplotního pole v rozsahu teplot 77 až 400 K při hodnotách přibližného vakuu. Komora má optický vstup pro realizaci experimentu optické excitace vzorků. Určité potíže činil požadavek dosažení konstantní úrovně excitace v celém teplotním rozsahu.

Některé výsledky

Závislost τ_n na teplotě ukazuje obr. 1. Je zřejmé, že maximum τ_n souvisí s vysokými teplotami a naopak. Studován byl vliv technologických parametrů na jednotlivých vzorcích fotočlánků. Přesto je zřejmé, že charakter křivek závislosti τ_n na teplotě může být odvozena z těchto průběhů je stejná pro všechny vzorky v důsledku toho, že stejné technologie difusní doby úrovně E_c neovlivňují. Nacházíme-li u některých vzorků v oblasti vysokých teplot dvě různé směrnice, může závislost τ_n v oblasti vysokých teplot dvojnásobně více rekombinačních úrovní svědčit o existenci dvou nebo více rekombinačních úrovní při skutečnosti, že se nepodařilo zcela dosáhnout excitace úrovně E_c v celém teplotním rozsahu.



Obr. 1. Doba života minoritních

nosičů struktury $\text{SnO}_2\text{-Si}(\text{N}^+)_2\text{-Si}(\text{P})$

v závislosti na teplotě pro různé

doby působení aktivizační teploty

10 mm²

difuze

Obr. 2. Měřené I-V cha-

rakteristiky vzorku č. 2

s aktivním povrchem

10 mm²

difuze

Závěr

Doba života minoritních nosičů je jedním ze stěžejních parametrů určených na polovodičových strukturách. Článek stručně informuje o experimentálním zjištění této veličiny na vzorcích připravovaných laboratorně. Přínosem je přístup k řešení aktuální problematiky optimalizace technologických podávek výroby a vytváření elektrických modelů velkoplošných solárních článků, jejichž aplikace se v poslední době objevují i v oblasti napájení malých elektronických kalkulaček.

Více však dává představu o malém úseku práce na zhranění pracovníků University v Alžírě, pili a cílevědomě úsilí pracovníků laboratoře polovodičů, vedených Prof. N. Kesri.

1981.

- 12/ GRAFF, K., FISCHER, H.: Appl. Phys. Lett. **31** (1979), 173.
- 13/ MATHUR, P. C. et al.: J. Appl. Phys. **52**, 5 (1981)
- 14/ TAKAKURA, H. et al.: J. Jap. Appl. Phys. **19**, supl. 19-2, (1980), 61.
- 15/ OUTENZABET, R.: Thèse de magister. USTHB Alger, 1987.
- 16/ KIRIEV, P.: Physique des semiconducteurs. Moscou, Mir (1975).
- 17/ MAHAM, J. E. et al.: IEEE Trans. on electron. devices. Vol. ED-26, 5, (1979).

AUTORI: Doc. Ing. Jaroslav Nosek, ČSc,

katedra elektrotechniky

Vysoká škola strojní a textilní

Hájkova 6, 461 17 Liberec

Ratiba Outenzabet

Université des Sciences et de la Technologie

Institut de Physique

Bab Ezzouar - El Alia BP 32

ALGER, Algérie

$$\frac{\pi^2}{3} \left| \frac{S}{S_0} \right|$$

maximální nelineá
 $366 + \frac{0,5666}{5}$ před
 krystalu /4/,
 elektrické induk
 1, 2h tloušťka ple
 mechanické vazby,
 tí na elektrodách
 ríme a spočítáme

Резюме

Целью исследования фотоэлементов является оптимизация коэффициента полезного действия преобразования. Коэффициент пропорционально зависит от числа носителей зарядов, принимаемых на уровне перехода, или времени жизни рекомбинации неосновных носителей τ , или от диффузионной длины L .

Параметры τ и L зависят от условий подготовки структуры при переходе и температуры.

CONTRIBUTION A L'IDENTIFICATION DE LA STRUCTURE NON-LINEAIRE DE LA CELLULE SOLAIRE DU TYPE $SnO_2-Si(N^+)-Si(P)$

Резюме

Le but de recherches sur les cellules solaires est l'optimisation du rendement de conversion. Il est directement lié au nombre de porteurs collectés au niveau de la jonction, c'est-à-dire à leur durée de vie de recombinaison τ ou leur longueur de diffusion L . Les paramètres τ et L montrent une dépendance en fonction des conditions de préparations de la jonction et de la température.

ПРИБЛИЖЕНИЕ К ИДЕНТИФИКАЦИИ НЕЛИНЕЙНОЙ СТРУКТУРЫ СОЛНЕЧНОГО ЭЛЕМЕНТА ТИПА $SnO_2-Si(N^+)-Si(P)$

Резюме

Целью работы солнечных элементов является оптимизация эффективности. То же относится к числу носителей заряда, принимаемых на уровне перехода, или к времени жизни рекомбинации или к диффузионной длине L . Параметры τ и L зависят от условий подготовки при переходе и температуры.

$\frac{1}{\omega} = D \cdot I^2$

где константа D зависит от резонансной амплитуды и величин резонатора. Поскольку свойства пьезоэлектрических кристаллов описываются линейными статическими уравнениями, было бы возможно использовать теоретические вычисления. Однако формулы для нелинейных пьезоэлектрических статических уравнений не позволяют вывести зависимость резонансной амплитуды от частоты ω , $1/\omega$, $1/\omega^2$.

Про чистые кварцевые кристаллы тонкие пластины можно считать жесткими телами, описываемыми уравнениями (1), (2), (3). Найдены экстремальные значения частоты ω для резонатора с экспериментально определенными параметрами. Предположительно, что значения частоты ω и амплитуды I при максимальном токе I являются близкими к значениям, полученным в линейном приближении, если принять частоту ω и амплитуду I равными нулю.

$$\delta = \frac{9}{16} \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \frac{1}{\omega_0^2} \left[\frac{\epsilon_2 \omega^2}{\epsilon_1 \omega_0^2} - \frac{1}{\omega_0^2} \right] \frac{\omega^2 \pi^2}{\omega_0^2} \left| \frac{1}{\omega_0^2} \right|$$

В этом соотношении

параметры ω_0 , ϵ_1 , ϵ_2

электрические коэффициенты

$C_{66} = C_{66}^0 + \frac{\epsilon_2^2}{\epsilon_1^2}$

ϵ_2 пьезоэлектрический коэффициент

плстины, ϵ_1

плстины, ϵ_2

плстины, ϵ_1

плстины, ϵ_2

плстины, ϵ_1

плстины, ϵ_2

плстины, ϵ_1

плстины, ϵ_2

плстины, ϵ_1

плстины, ϵ_2

плстины, ϵ_1

плстины, ϵ_2

плстины, ϵ_1

плстины, ϵ_2

плстины, ϵ_1

плстины, ϵ_2

плстины, ϵ_1

плстины, ϵ_2